

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Návrh a realizace kmitočtových filtrů pro analogově číslicové
převodníky**

**Design and Realization of Frequency Filters for Analog-Digital
Converters**

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Zadání bakalářské práce

Student: **Jan Tandler**

Studijní program: B2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor: 2612R059 Mobilní technologie

Téma: **Návrh a realizace kmitočtových filtrů pro analogově číslicové převodníky**
Design and Realization of Frequency Filters for Analog-Digital Converters

Zásady pro vypracování:

1. Úvod do problematiky A-Č převodu, spektrum signálů před a po převodu, vzorkovací teorém a jeho důsledky - aliasing efekt.
2. Požadavky na antialiasing filtry, metodika návrhu.
3. Návrh a realizace antialiasing filtru dle zadaných parametrů.

Seznam doporučené odborné literatury:

VEDRAL, Josef; FISCHER, Jan. *Elektronické obvody pro měřící techniku*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 1999. 340 s. ISBN 80-01-01950-0. [kniha]

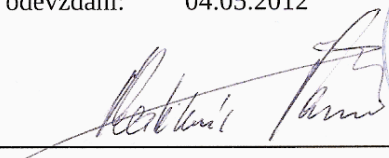
Vlastní literární rešerše k řešené problematice.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Zdeněk Tesař**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012


prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 2.5.2012


.....

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Zdeňku Tesařovi za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této diplomové práce.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a realizací antialiasing filtrů pro analogově číslicové převodníky. Cílem bylo se seznámit s různými druhy návrhů těchto filtrů a jejich následnou realizací pomocí odlišných obvodových struktur. Práce je orientována na aktivní a pasivní filtry vyšších řádů typu dolní propust. V první části je popsána stručná teorie analogově číslicových převodníků, princip jejich funkce a vysvětlení vzniku nežádoucích efektů (aliasingů) při vzorkování vstupního analogového signálu. V hlavní části bakalářské práce jsou uvedeny obecné postupy jednotlivých návrhů, které byly následně použity pro konkrétní návrhy antialiasing filtrů. U všech variant proběhla realizace na zkušebním nepájivém poli a byly naměřeny jejich výsledné kmitočtové modulové charakteristiky, které jsou v poslední kapitole porovnány s předpoklady. V konečné fázi je vybrána jedna z konstrukcí aktivního filtru, pro kterou byl proveden návrh plošného spoje.

Klíčová slova

Kmitočtový filtr, antialiasing filtr, aktivní filtr, pasivní filtr, návrh filtru, aliasing efekt, dolní propust, aproximace, kaskádní syntéza, nekaskádní syntéza, analogově číslicový převod

Abstract

This bachelor's thesis deals with the design and realization of anti-aliasing filters for analog-digital converters. Its aim was to recognize various types of designs of these filters and their subsequent realization with the help of different circuit structures. The work is concentrated on active and passive filters of higher order of the low-pass filter. In its first part, the theory of analog-digital converters, ways of their function and explanation of the emergence of undesirable effects (aliasing) when sampling an input analog signal are briefly described. In the main part of the thesis there are stated general procedures for the different proposals that were then used for specific designs of anti-aliasing filters. For all variants the implementation was carried out on non-soldering test field and the resulting magnitude frequency characteristics were measured, and these are in the final chapter compared with expectations. In the final phase, one of the active filter constructions is chosen for which the design of printed circuit was then made.

Key words

Frequency filter, anti-aliasing filter, active filter, passive filter, filter design, aliasing effect, low-pass, approximation, cascade synthesis, non-cascade synthesis, analog-digital conversion

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
C	F	Kapacita
C_{MAX}	F	Maximální velikost kapacity
C_{MIN}	F	Minimální velikost kapacity
f	Hz	Kmitočet
F_0	Hz	Rezonanční kmitočet
f_m	Hz	Mezní kmitočet
f_p	Hz	Kmitočet potlačení
f_S	Hz	Vzorkovací kmitočet
$K(p)$	-	Komplexní funkce přenosu
K_{POT}	dB	Minimální úroveň potlačení
K_U	dB	Napěťový přenos
K_{ZVL}	dB	Šířka propustného pásma
L	H	Indukce
P_k-P_k	V	Rozkmit napětí
Q	-	Činitel jakosti
R	Ω	Odpor
T	s	Časová perioda
T_i	s	Perioda jednorázového impulsu
T_S	s	Perioda vzorkování
U_N	V	Normované napětí
U_{REF}	V	Referenční napětí
Z	Ω	Impedance
α	-	Poměr odporů
β	-	Poměr kapacit

Seznam použitých zkratek

Zkratka	Anglický význam	Český význam
A/D	Analog to digital converter	Analogově číslicový převodník
ARC	Active RC filter	Aktivní filtr RC
D/A	Digital to analog converter	Číslicově digitální převodník
DP	Low-pass filter	Dolní propust
HP	High-pass filter	Horní propust
OZ	Operational amplifier	Operační zesilovač
PP	Band-pass filter	Pásmová propust
PZ	Band-stop filter	Pásmová zádrž
RLC	Passive filter RLC	Pasivní filtr RLC

Obsah

1	Úvod	1
2	Teorie analogově číslicového převodu	2
2.1	A/D převodníky.....	2
2.1.1	Druhy A/D převodníků.....	3
2.2	Princip A/D převodu	5
2.2.1	Shannon-Kotělníkův vzorkovací teorém.....	5
2.2.2	Vzorkování.....	6
2.2.3	Kvantování	6
2.2.4	Kódování	7
2.3	Spektrum signálů před a po převodu.....	8
2.3.1	Rekonstrukce digitálního signálu na analogový.....	8
2.4	Aliasing efekt	9
3	Kmitočtové filtry	10
3.1	Základní typy filtrů	10
3.1.1	Dolní propust.....	11
3.2	Obecná metodika návrhu.....	12
3.2.1	Stanovení požadavků.....	12
3.2.2	Volba aproximace	13
3.2.3	Volba obvodové struktury	14
3.2.4	Návrh a simulace obvodu	14
3.2.5	Měření, kontrola a optimalizace.....	14
3.3	Pasivní filtry RLC	15
3.4	Aktivní filtry RC - ARC.....	16
3.5	Kaskádní syntéza ARC filtrů vyšších řádů	16
3.5.1	Dolní propust RC 1. řádu	17
3.5.2	Dolní propust ARC 2. řádu.....	18
3.6	Nekaskádní syntéza ARC filtrů vyšších řádů.....	21

3.7	Požadavky na antialiasing filtry	23
4	Návrh a realizace antialiasing filtrů	25
4.1	Návrh pasivního filtru RLC	25
4.2	Návrh ARC filtru pomocí kaskádní syntézy	28
4.3	Návrh ARC filtru pomocí nekaskádní syntézy	31
4.4	Realizace a ověření	33
5	Závěr	35
	Použitá literatura	36
	Seznam obrázků	i
	Seznam tabulek	ii
	Seznam příloh	iii

1 Úvod

Bakalářská práce se zabývá návrhem a realizací antialiasing filtrů pro analogově číslicové převodníky. Cílem bylo se seznámit s různými druhy návrhů těchto filtrů a s jejich následnou realizací. Práce je orientována na aktivní a pasivní analogové filtry vyšších řádů typu dolní propust.

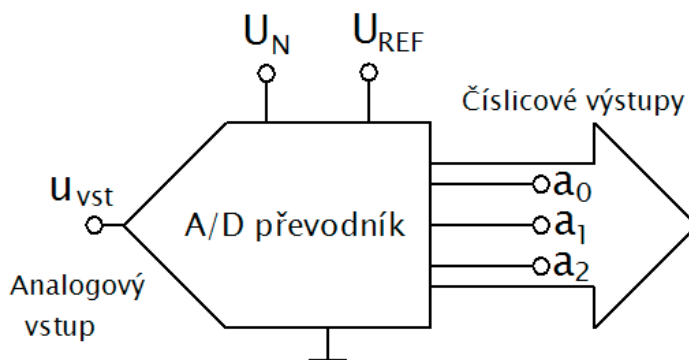
V první části je popsána problematika analogově číslicového převodu. Je zde uvedena základní funkce těchto převodníků a nejčastěji používané typy. Dále je vysvětlen princip převodu skládajícího se ze tří fází (vzorkování, kvantování, kódování) a spektrum signálů před a po převodu. Důležitým pojmem v této problematice je vzorkovací teorém a z něho vyplývající důsledek vzniklý při jeho nedodržení - aliasing efekt. Další část se zabývá teorií filtrů a obecnou metodikou jejich návrhu. V této sekci je kladen důraz na pasivní a aktivní antialiasing filtry vyšších řádů. Pro jednoduchost výběru aproximační úlohy jsou zde uvedeny přehledy vypočtených řádů filtrů pro dva typy analogově digitálních převodníků. V poslední části jsou popsány konkrétní návrhy pasivního RLC a dvou aktivních RC antialiasing filtrů. Postupy jsou vysvětleny tak, aby i méně zkušený návrháři mohli bez větších teoretických znalostí vyzkoušet obdobné návrhy. V této kapitole jsou uvedeny výsledky výpočtů, výsledná schémata zapojení a naměřené charakteristiky všech realizací. Veškeré ukázky průběhů, tabulky naměřených hodnot a simulace různých zapojení jsou uvedeny v příloze, kde je přiloženo i zhotovení plošného spoje jedné z realizací filtru.

2 Teorie analogově číslicového převodu

Převod analogového signálu na digitální je využíván ve většině současných elektronických zařízení jako jsou např. mobilní telefony, záznamová zařízení, měřicí systémy, digitální televize a mnoho dalších. Hlavním důvodem je to, že některé zařízení není možné realizovat čistě analogovou technikou, která je také více náchylná na různé vnější vlivy (změna teploty, rušení atd.). Pro práci s číslicovou technikou je nutné analogový (spojitý) signál převést na číslicový (diskrétní). K tomuto účelu slouží analogově digitální (dále jen A/D) převodníky. Vstupem je analogové napětí nebo proud, výstupem je číselná posloupnost představující signál v určitých časových okamžicích. Pro zpětné převedení na analogový signál slouží naopak digitálně analogový (dále jen D/A) převodník. [1]

2.1 A/D převodníky

A/D převodník je elektronický prvek, který transformuje analogový signál, který je spojitý v úrovni i čase, na signál digitální, který je nespojitý jak v úrovni, tak v čase. Obecně platí, že n -bitový převodník má 2^n úrovní signálu. Na (Obr. 2.1) je uveden tříbitový převodník, tudíž má 8 možných stavů. Nedílnou součástí tohoto převodníku je zdroj referenčního napětí U_{REF} . Toto napětí je porovnáváno se vstupním napětím u_{vst} .



Obr. 2.1 Příklad symbolické značky tříbitového A/D převodníku [1]

Převodníky zpravidla obsahují komparátory, integrátory, zdroj referenčního napětí, vzorkovací obvody, číslicové obvody ad. Jeden z nejčastějších kódů využívaných v převodnících je přímý dvojkový kód.

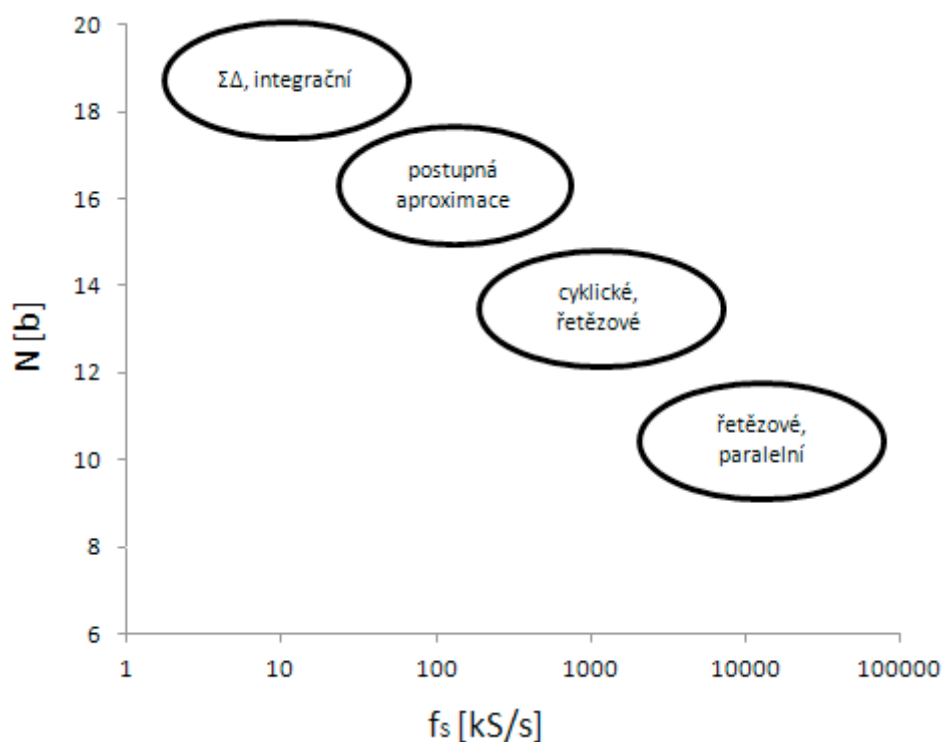
2.1.1 Druhy A/D převodníků

Důležitým pojmem v této problematice je vzorkovací kmitočet f_s , který určuje počet odebraných vzorků za určitý časový interval (periodu T_s), neboli největší počet možných převodů za jednotku času při zaručené přesnosti převodu. V některých literaturách je možné se setkat s označením také jako četnost, nebo rychlost analogově digitálních převodů. Dalším pojmem je rozlišovací schopnost. Kolika bitový je převodník, toliko bitová je jeho rozlišitelnost, z toho vyplývá, že n-bitové převodníky mají n-bitovou rozlišitelnost. [1]

Tabulka 2.1 Základní typy převodníků [2]

Typ převodníku	Výhody	Nevýhody
$\Sigma\Delta$ (sigma-delta)	Vysoká rozlišovací schopnost (až 24 bitů) Jednoduché obvodové řešení Není třeba antialiasing filtr	Nízký vzorkovací kmitočet (stovky kHz)
Integrační	Vysoká rozlišovací schopnost (až 24 bitů)	Nízký vzorkovací kmitočet (stovky kHz)
S postupnou aproximací	Velmi dobrá rozlišovací schopnost (až 20 bitů)	Vzorkovací kmitočet jednotky MHz
Řetězové	Dobrá rozlišovací schopnost (až 16 bitů) Vysoký vzorkovací kmitočet (stovky MHz)	Přesnost převodu závisí na přesnosti bloků, řešící váhově nejdůležitější bity
Paralelní (komparační)	Vysoký vzorkovací kmitočet (až GHz)	Malá rozlišovací schopnost (do 8 bitů)

V (Tabulka 2.1) jsou uvedeny základní typy převodníků a jejich výhody respektive nevýhody. Na (Obr. 2.4) je zobrazena rozlišitelnost N v závislosti na vzorkovacím kmitočtu f_s . Jedná se o nepřímou úměru, tudíž A/D převodníky s vysokou rozlišitelností nemohou dosahovat vysoké vzorkovací frekvence.



Obr. 2.2 Rozdělení převodníků podle rozlišitelnosti v závislosti na četnosti převodu [2]

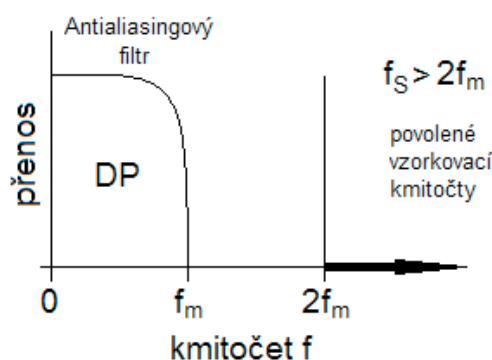
V současné době jsou nejrozšířenějšími převodníky sigma-delta nebo převodníky s postupnou aproximací. Využívají se zejména tam, kde vyžadujeme maximální přesnost převodu signálu (měření stejnosměrného napětí). Tam kde požadujeme kvalitní rozlišitelnost a rychlý převod, používáme řetězové převodníky (fotoaparáty).

2.2 Princip A/D převodu

Převod analogového signálu na digitální probíhá ve třech fázích. Vstupní analogový signál se nejprve vzorkuje, poté se tyto vzorky kvantují a ve finální fázi jsou vyjádřeny pomocí binárního kódu. Tyto tři fáze jsou podrobněji popsány v následující části.

2.2.1 Shannon-Kotělníkův vzorkovací teorém

Pro správné pochopení této kapitoly je zde uvedeno důležité pravidlo, se kterým je možné se setkat také pod názvem Nyquistův vzorkovací teorém. *Aby při vzorkování nedošlo ke ztrátě informace, musí být analogový signál, který zahrnuje kmitočtové pásmo o velikost f_m , vzorkován rychlostí $f_s > 2f_m$. [1]* Z toho vyplývá, aby byla zachována původní informace a nedošlo k znehodnocení signálu, musí být vzorkovací frekvence minimálně dvakrát větší než maximální kmitočet vzorkovaného analogového signálu. Pokud není dodrženo Shannon-Kotělníkově kritérium a je zvolena menší vzorkovací frekvence než je potřeba, dochází k aliasing efektu. To znamená, že ve spektru užitečného signálu se objevují nežádoucí kmitočtové složky. Aby byla dodržena podmínka vzorkování a zamezilo se výskytu tohoto nežádoucího efektu, je potřeba omezit šířku pásma vstupního signálu. K tomu slouží filtry typu dolní propust (DP), které jsou označovány jako antialiasing filtry.



Obr. 2.3 Podmínka pro kmitočet vzorkování [1]

2.2.2 Vzorkování

Vzorkování je možné si představit jako odebírání vzorků signálu v určitých časových intervalech. Princip vzorkování spočívá v tom, že původní spojité signál je nahrazen jeho vzorky, které jsou snímány v časových okamžicích vzdálených od sebe o periodu T_s . V pořadí, v jakém snímáme vzorky, jsou také převáděny na digitální hodnotu. Z výše uvedeného Shannon-Kotělníkova kritéria vyplývá, jaká musí být minimální vzorkovací frekvence, aby nedošlo k podvzorkování. Vztah mezi periodou vzorkování T_s a frekvencí vzorkování f_s je uveden ve vzorci (2.1) [1].

$$f_s = \frac{1}{T_s} \text{ [Hz]} \quad (2.1)$$

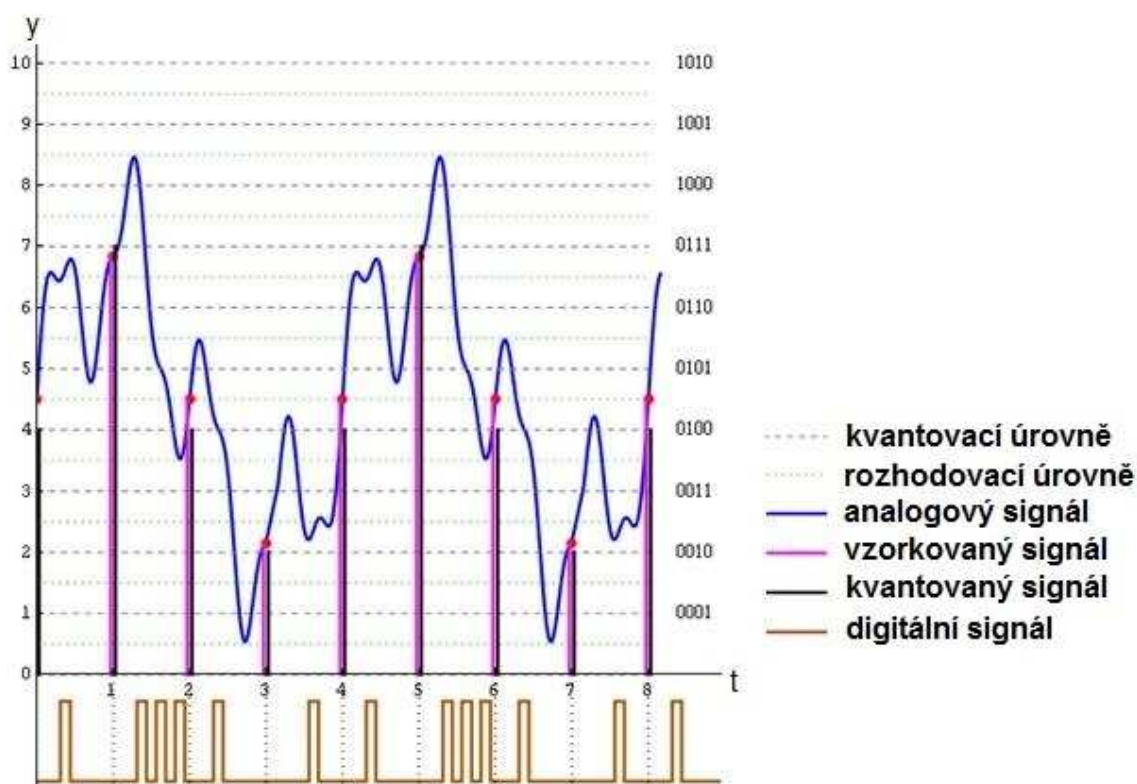
Výsledné spektrum je zkreslené. Velikost zkreslení je možno ovlivnit velikostí vzorkovací frekvence. Čím vyšší vzorkovací frekvence je zvolena, tím je menší zkreslení výsledného spektra a díky tomu se zachová více informací z původního analogového signálu. Ale s rostoucím vzorkovacím kmitočtem roste logicky i bitový tok. Proto vzorkovací frekvence musí být volena s ohledem na požadavky kvality. [2]

2.2.3 Kvantování

Při kvantování je využíváno tzv. kvantovacích úrovní (kvantizačních hladin). Jejich počet se odvíjí od velikosti bitového slova. Například tříbitovému převodníku odpovídá 2^3 kvantovacích úrovní. Obecně tedy platí, že pro n -bitový převodník je použito 2^n kvantovacích úrovní. Mezi těmito hladinami (přesně v polovině) se nachází rozhodovací úrovně. Ty zaokrouhlují signál na nejbližší kvantovací úrovně. Při tomto procesu může dojít maximálně k chybě rovné polovině velikosti mezi jednotlivými úrovněmi. Tato chyba se označuje jako kvantizační chyba nebo kvantizační nejistota. Z toho je patrné, že čím větší počet bitů převodník má, tím více bude mít kvantovacích úrovní, kvantizační chyba bude menší a tím bude i menší zkreslení výsledného spektra. Tomuto uspořádání kvantovacích úrovní se říká lineární rozložení. V případě nelineárního rozložení je v oblasti malých hodnot signálu jemnější dělení úrovní a v oblasti větších hodnot signálu je hrubší dělení úrovní. Princip samotného kvantování je stejný u obou způsobů. Nelineární kvantování se používá například v televizní technice. [4]

2.2.4 Kódování

V předchozím kroku byly vzorky signálu zaokrouhleny na kvantovací úrovně. Tyto úrovně jsou popsány v desítkové soustavě a během procesu kódování jsou převedeny do dvojkové soustavy. Dvojková soustava obsahuje logickou jedničku a logickou nulu, což je výhodou při rozlišování těchto hodnot. Z původního analogového signálu vzniká série jedniček a nul, čili digitální signál, jehož předností je jednoduchá úprava a zpracování. Při dalším zpracování se obvykle nahrazuje jiným binárním kódem. V praxi se používají redundantní kódy (obsahují víc bitů, než je třeba), jejichž výhodou je samoopravná schopnost i při velkém počtu chyb v přenosu. [4]



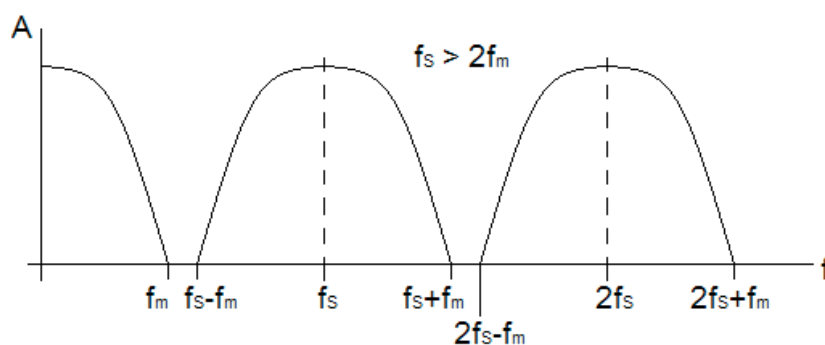
Obr. 2.4 Princip převodu analogového signálu na digitální [4]

Na (Obr. 2.4) jsou zobrazeny všechny tři hlavní fáze analogově číslicového převodu. Obrázek byl uveden se souhlasem autorů z publikace [4]. Více o této problematice je možné se dočíst například v literatuře [1], [2] nebo [4].

2.3 Spektrum signálů před a po převodu

Na (Obr. 2.5) je v první části vidět kmitočtové spektrum vstupního analogového signálu. Kmitočtové pásmo je v tomto případě omezeno nejvyšším kmitočtem f_m . Většinou ale spektrum analogových signálů ohraničeno není, což může vést k již zmíněnému aliasing efektu. K ohraničení spektra signálu tedy slouží antialiasing filtr zařazený před A/D převodník. Ten zamezuje přenosu nepotřebných kmitočtů. Problematika aliasing efektu a jeho řešení, je podrobně uvedena v následujících kapitolách.

Výsledkem vzorkování je amplitudově modulovaná řada impulzů o kmitočtu $f_s = 1 / T_s$. Ve většině aplikací obsahuje spektrum vstupního signálu komponenty, které přesahují požadované spektrum. Na (Obr. 2.5) je vidět příklad kmitočtového spektra vzorkovaného signálu. Jak je z tohoto příkladu zřejmé, obsahuje nejenom spektrum původního analogového signálu s kmitočty v rozmezí od 0 do f_m , ale i spektra kombinovaná s kmitočtem vzorkování $f_s \pm f_m$, $2 \cdot f_s \pm f_m$ až $n \cdot f_s \pm f_m$, pásmo se tedy opakuje. [1]



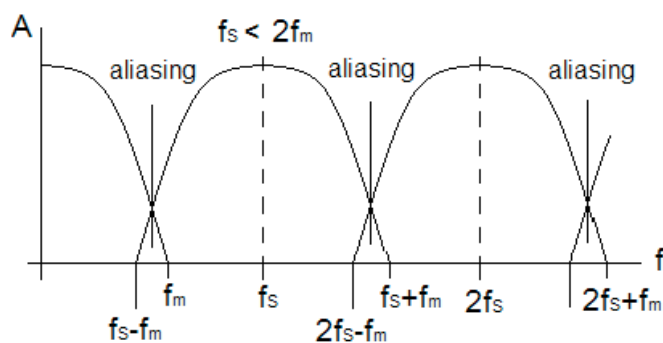
Obr. 2.5 Kmitočtové spektrum vzorkovaného signálu [1]

2.3.1 Rekonstrukce digitálního signálu na analogový

Na výstupu digitálně analogového (dále jen D/A) převodníku je získán signál, jehož hodnota se mění skokem vždy po periodě vzorkování, jak bylo výše vysvětleno. Při rekonstrukci původně analogového signálu po číslicovém zpracování, je potřeba signál vrátit do původní spojité podoby. Toho je docíleno odstraněním spektrálních složek vzniklých při vzorkování. Ze spektra signálu na výstupu D/A převodníku je potřeba zachovat pouze první základní část spektra. Při rekonstrukci číslicového signálu zpět na analogový je nutné doplnit chybějící část signálu (interpolovat signál mezi vzorky). Ve spektru jsou odstraněny repliky vzniklé vzorkováním. Jedná se o filtraci pomocí dolní propusti s mezním kmitočtem $f_m = f_s / 2$. [10]

2.4 Aliasing efekt

Jak již zde bylo uvedeno, pokud není splněno vzorkovací kritérium a je zvolena menší vzorkovací frekvence než je potřeba, dochází k podvzorkování neboli k aliasing efektu. To znamená, že ve spektru užitečného signálu se objevují nežádoucí kmitočtové složky. Vyšší kmitočty nižších pásem jsou po vzorkování překrývány s nižšími kmitočty vyšších pásem. V oblastech překrytí dochází k interferenci složek z překrývajících se pásem, k již zmíněnému aliasingu, což vede k chybám převodu. Na (Obr. 2.6) je uveden příklad podvzorkování. Kmitočet vzorkování f_s je menší než dvojnásobek mezního kmitočtu f_m . [1]



Obr. 2.6 f_s menší než dvojnásobek mezního f_m [1]

Princip aliasing efektu je možné vysvětlit i na jednoduchém příkladu. Tak třeba u jedoucího auta v televizi se může stát, že točící se kola vypadají, jako by stály na místě, nebo se dokonce točily na opačnou stranu. Příčinou tohoto jevu je nedostatečná rychlost snímání kamery při natáčení. K správnému vyobrazení této situace je potřeba, aby kamera scénu snímala (vzorkovala) minimálně dvakrát větší rychlostí, než je maximální rychlost otáčení kola u auta. To znamená, že při jedné otáčce kola by musela kamera pořídit dva snímky.

Aby nedošlo ke zkreslení signálu (zhodnocení informace) a byla zajištěna vzorkovací podmínka, je nutné před A/D převodníky zařadit antialiasingový filtr. Jedná se o pásmovou nebo dolní propust, která zajišťuje frekvenční omezení vstupního signálu. V této bakalářské práci je zbývající část věnována teorii těchto filtrů, metodice jejich návrhu a samotné realizaci.

3 Kmitočtové filtry

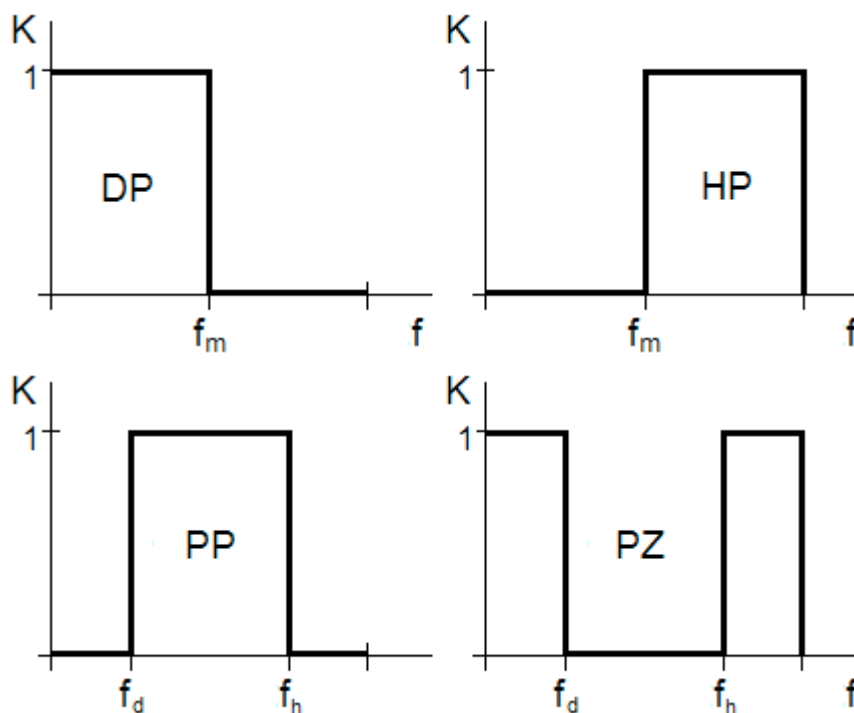
Kmitočtový filtr je lineární obvod (jeho prvky nejsou závislé na velikosti protékajícího proudu nebo připojeného napětí). Úkolem filtru je omezování frekvenčního spektra signálu. Propouští požadovanou část spektra a potlačuje zbývající část. Můžeme tedy říct, že máme dva druhy pásma. Propustné a nepropustné pásmo. V propustném pásmu prochází signál s minimálním (ideálně žádným) útlumem, zatímco v nepropustném pásmu je signál co nejvíce utlumován (potlačován). [1]

3.1 Základní typy filtrů

Filtry lze dělit podle funkce a jí odpovídající kmitočtové charakteristice na filtry selektivní, korekční a fázovací obvody. Při průchodu signálu filtračním obvodem (vlivem fázových posuvů) dochází k určitému časovému zpoždění. Proto fázovací obvody lze také využít jako zpožďovací obvody. Tato bakalářská práce se zabývá pouze selektivními filtry. Princip selektivních filtrů spočívá v potlačování kmitočtových složek signálu v nepropustném pásmu. Podle propustnosti pásem je dělíme na:

- 1) Dolní propust (DP), propouští signály o nižších kmitočtech než je mezní kmitočet f_m .
- 2) Horní propust (HP), propouští signály o vyšších kmitočtech než je mezní kmitočet f_m .
- 3) Pásmová propust (PP), propouští signály o kmitočtech mezi horním a dolním kmitočtem.
- 4) Pásmová zádrž (PZ), nepropouští signály o kmitočtech mezi horním a dolním kmitočtem.

Na (Obr. 3.1) jsou zobrazeny jednotlivé typy selektivních filtrů. Jak již zde bylo uvedeno, jako antialiasing filtr se používá typ dolní propust, proto se bude zbývající část práce zabývat tímto typem selektivního filtru.



Obr. 3.1 Typy selektivních filtrů [3]

3.1.1 Dolní propust

Dolní propust propouští signály o nižších kmitočtech a potlačuje signály o vyšších kmitočtech než je mezní kmitočet f_m . Mezní kmitočet je definován při poklesu o 3 dB. Pro vyjádření modulového přenosu je určen vztah (3.1). U dolní propusti 1. řádu platí, že modulová charakteristika má v nepropustném pásmu strmost 20 dB na dekádu, nebo 6 dB na oktávu. U propusti 2. řádu je tato strmost dvojnásobná (40 dB na dekádu, 12 dB na oktávu).

$$K_U = 20 \log \frac{U_2}{U_1} \text{ [dB]} \quad (3.1)$$

Dolní propust je podrobněji popsána v následujících kapitolách, ve kterých je uveden podrobný návrh. Více se lze dočíst v literatuře [1], [3] a [5].

3.2 Obecná metodika návrhu

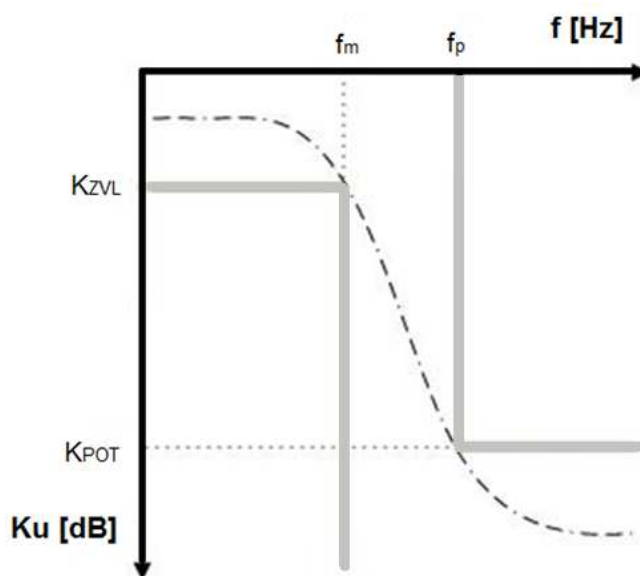
V následující části je uveden obecný postup při návrhu kmitočtových filtrů. Při samotném návrhu složitějších úloh je pravděpodobné, že bude potřeba se vracet k předchozím krokům. Například v určitém bodě návrhu bude zjištěno, že navržené parametry nelze reálně použít v následujících krocích. Zde je uveden obecný postup návrhu použitého pro tuto bakalářskou práci:

- 1) Stanovení požadavků – toleranční pole
- 2) Volba aproximace
- 3) Volba obvodové struktury
- 4) Návrh simulace obvodu
- 5) Měření, kontrola a optimalizace

3.2.1 Stanovení požadavků

V prvním kroku návrhu je důležité si stanovit základní požadavky na filtr. Většinou jsou požadavky kladeny na výslednou modulovou kmitočtovou charakteristiku. Prvním pojmem je mezní frekvence f_m , pomocí které je omezen vstupní signál. Určuje šířku propustného pásma a volí se z nejvyššího kmitočtu užitečné složky. Kmitočet potlačení f_p , naopak ohraničuje oblast nejmenšího povoleného útlumu filtru. Poměr mezi kmitočtem potlačení f_p a mezním kmitočtem f_m , udává strmost modulové charakteristiky mezi propustným a nepropustným pásmem, ze které se odvíjí výsledný řád filtru. Tomuto pásmu se říká přechodové pásmo, ve kterém postupně narůstá útlum. Minimální úroveň potlačení K_{POT} , udává minimální povolenou hodnotu přenosu v nepropustném pásmu. Ta by měla být taková, aby neovlivňovala požadovanou funkci. Posledním pojmem je šířka propustného pásma, někdy označována jako K_{ZVL} (zvlnění v propustném pásmu). Tato hodnota určuje maximální povolenou odchylku přenosu v propustném pásmu. Většinou se tato hodnota volí v rozmezí 0,1 až 3 dB. [3]

Z těchto požadavků se vytváří tzv. toleranční pole, které je uvedeno na (Obr. 3.2 Toleranční pole). Výsledná modulová kmitočtová charakteristika musí ležet uvnitř tohoto vymezeného tolerančního pole.



Obr. 3.2 Toleranční pole

3.2.2 Volba aproximace

Úkolem aproximace je nalézt k zadanému tolerančnímu schématu příslušnou přenosovou funkci. Aproximaci volíme podle požadavků na propustné a nepropustné pásmo, popřípadě podle požadavku na strmost modulové kmitočtové charakteristiky a od toho se odvíjející velikosti řádu filtru. Existuje mnoho možností řešení aproximační úlohy, ale pro jednoduchost se používá několik typů základních variant, které vyhovují běžným požadavkům. Při výběru aproximace návrháře zajímá především šířka modulové charakteristiky v propustném pásmu, strmost modulové charakteristiky v přechodovém pásmu, velikost překmitu odezvy na jednotkový skok a délka doby ustálení této odezvy. Více se lze dočíst v [1], [3] a [5].

Besselova aproximace – charakteristika téměř bez překmitů, plochý průběh skupinového zpoždění v propustném pásmu, ale poměrně malá strmost modulové charakteristiky v přechodovém pásmu. Používá se tam, kde je požadováno zachování tvaru průchozího signálu.

Butterworthova aproximace – maximálně plochá charakteristika v propustném pásmu. Je dobrým kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové charakteristiky při malém řádu filtru.

Čebyševova aproximace – v přechodovém pásmu je tato aproximace strmější než u výše uvedených typů, ale vyznačuje se zvlněním o různých velikostech amplitud v propustném pásmu. Pokud se zmenší šířka propustného pásma, zmenší se strmost modulové charakteristiky, alelepší se fázové vlastnosti.

Cauerova aproximace – v přechodovém pásmu je ze všech aproximací nejstrmější. Přenosová funkce obsahuje nuly přenosu. U této charakteristiky je náročný výpočet výsledného řádu filtru, proto se pro návrh využívá počítačových programů (např. program NAF).

3.2.3 Volba obvodové struktury

U volby aproximační úlohy je důležité najít takový kompromis, aby výsledný signál splňoval požadované kritéria (např. aby byl zachován jeho tvar) a zároveň byl nalezen, co nejnižší řád filtru. Nízký řád zpravidla zaručuje lehčí realizaci a nižší cenu, která v mnoha případech hraje velkou roli. Tato práce je zaměřena na pasivní RLC a aktivní RC analogové filtry. Pasivní filtry mají na nízkých kmitočtech malý činitel jakosti, což má vliv na rozměry cívek a vysokou cenu výsledné realizace. Zatímco aktivní filtry jsou vhodné pro nižší kmitočty, ale vyžadují napájení aktivních prvků. Proto se obvodová struktura volí s ohledem na tyto a mnoho dalších požadavků na konstrukci.

3.2.4 Návrh a simulace obvodu

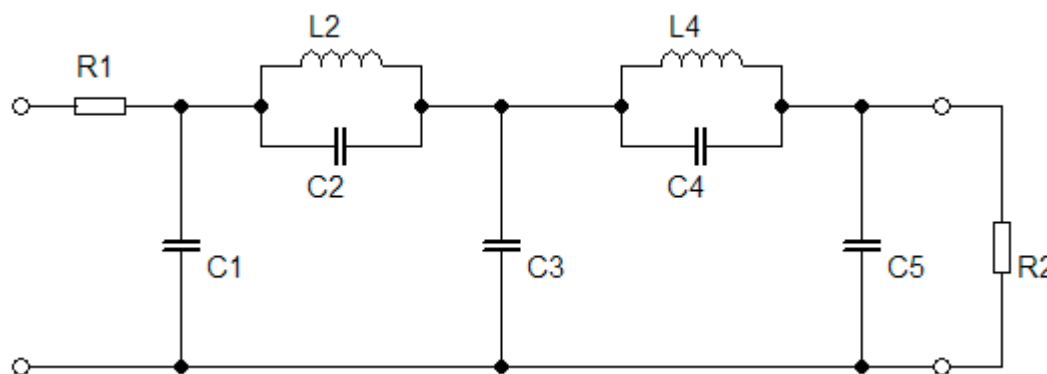
Po výběru obvodové struktury, je proveden odpovídající návrh. Návrh by měl být přizpůsoben konstrukčním možnostem (správná volba použitých součástek), proto hůře dostupné prvky jsou voleny (např. kapacitory nebo induktory) a podle nich se dopočítají zbývající součástky. Pro ověření správného návrhu filtru, je důležitá simulace obvodu, která může být provedena v některém z počítačových programů. V případě této bakalářské práce byl použit program SNAP.

3.2.5 Měření, kontrola a optimalizace

Pokud simulace obvodu proběhla správně, je filtr realizován například na nepájivém poli. Zde je funkčnost ověřena pomocí odpovídajícího měření. Pokud kontrola neproběhne v pořádku (výsledná funkce nesplňuje požadované kritéria), je nutné se vrátit k některému z předchozích kroků a provést odpovídající optimalizaci. Problémem u optimalizace pasivních RLC filtrů je ten, že pokud se změní jeden prvek, změní se poměry v celém filtru.

3.3 Pasivní filtry RLC

Je možné se setkat s pojmem pasivní filtry LC, ale součástí těchto filtrů jsou zakončovací rezistory R_1 a R_2 , proto je vhodnější označení RLC. Poměr zakončovacích rezistorů udává základní útlum napěťového přenosu filtru v propustném pásmu, z čehož vyplývá, že je výhodné volit hodnotu R_1 co nejmenší a hodnotu R_2 naopak co největší. Už z názvu plyne, že se tyto obvody skládají z pasivních součástek (rezistor R , kapacitor C a induktor L). Výhodou oproti aktivním filtrům je tedy to, že diskrétní prvky nevyžadují zdroj napájení. V praxi se na vstup i výstup zařazuje oddělovací zesilovač tvořený operačním zesilovačem (OZ), jehož záporná zpětná vazba je přímo připojena na výstup. Toto zapojení slouží pro impedanční oddělení obvodu.



Obr. 3.3 Lichý řád filtru s nulami přenosu (zakončení II) [3]

Na (Obr. 3.3) je ukázka příčkového zapojení pasivního filtru pro aproximaci s nulami přenosu (např. Caurova), které je použito později v této práci. Přenosová funkce těchto typů filtrů vykazuje v nepropustném pásmu na určitých místech nulový přenos (nekonečný útlum). Tyto místa se nazývají nuly přenosu. Zmíněné minima zvyšují strmost modulové charakteristiky v přechodovém pásmu (proto Caurova aproximace dosahuje největší strmosti) a jsou realizovány paralelními rezonančními obvody v podélné větvi (zakončení II), nebo sériovými rezonančními obvody v příčné větvi (zakončení T). Paralelní rezonanční obvod má tu vlastnost, že mimo rezonanční frekvenci F_0 vykazuje malou impedanci, zatímco v okolí rezonančního kmitočtu je hodnota impedance vysoká. [3]

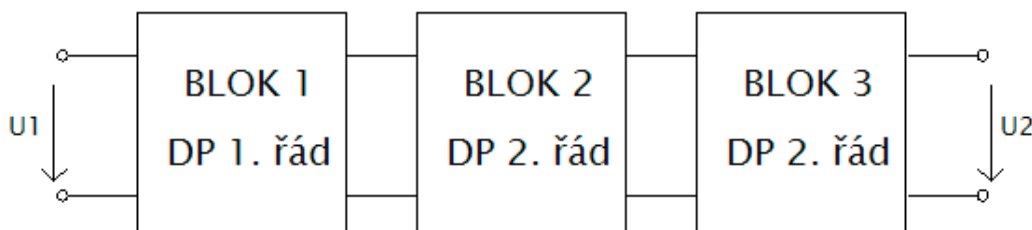
Jelikož pro tento typ filtru bylo úkolem vyzkoušet návrhový program NAF, není zde uveden klasický postup pro syntézu příčkových filtrů. Tyto postupy jsou názorně vysvětleny například v literaturách [3] a [5].

3.4 Aktivní filtry RC - ARC

Tyto filtry se na rozdíl od pasivních skládají nejen z diskretních součástek, ale jsou doplněné o nějaký aktivní prvek. Aktivním prvkem může být rozuměno různá zapojení zesilovačů (OZ s napěťovou nebo proudovou zpětnou vazbou, tranzistorový zesilovač, transkonduktanční zesilovač atd.). Na rozdíl od pasivních filtrů je nutné aktivní prvky napájet. ARC filtry je možno si představit jako LC filtry, kde je cívka nahrazena OZ s rezistory a kapacitami. *Může se jednat o obvod, který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól, který mezi určitými svorkami vykazuje příslušnou indukčnost [3].* To je obzvláště výhodné při nízkých kmitočtech, kdy se zvyšují nároky na kvalitu, rozměry a tudíž i cenu cívek. Existuje více způsobů realizace aktivních filtrů. Tato bakalářská práce je zaměřena na realizaci pomocí kaskádní a nekaskádní syntézy.

3.5 Kaskádní syntéza ARC filtrů vyšších řádů

Základní princip realizace na základě kaskádní syntézy spočívá v rozkladu přenosové funkce na součin dílčích přenosových funkcí bloků 1. a 2. řádu. Na (Obr. 3.4) je ukázán příklad kaskádního spojení bloků pro 5. řád filtru. Aby se jednotlivé bloky neovlivňovaly, musí být jednotlivé stupně impedančně odděleny. Ideálně by měla být impedance předchozího stupně nulová a impedance následujícího stupně nekonečná.

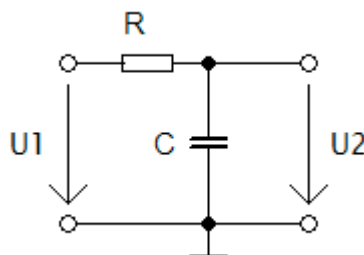


Obr. 3.4 Kaskádní spojení bloků DP 1. a 2. řádu

Výhodou tohoto spojení je jednoduchost návrhu a snadno nastavitelné dynamické poměry (minimální a maximální úroveň signálu). Nevýhodou je velká citlivost na tolerance hodnot prvků. V následujících kapitolách je uveden obecný postup při návrhu jednotlivých bloků.

3.5.1 Dolní propust RC 1. řádu

Dolní propust 1. řádu se obvykle skládá z rezistoru R a z akumulčního prvku cívky L , nebo kapacitoru C . Nevýhodou cívek je jejich poměrně vysoká cena. Z tohoto důvodu a pro jednodušší realizaci, se nejvíce využívají jako akumulční prvky kapacitory. Takové zapojení se nazývá RC filtr a je zobrazen na Obr. 3.5).



Obr. 3.5 RC filtru typu DP 1. řádu

Funkce RC filtru typu dolní propust spočívá v tom, že při velmi malých kmitočtech je impedance kapacitoru vysoká, úbytek napětí na rezistoru je minimální, čili napětí je propouštěno s minimálním útlumem na výstup ($U_1 \approx U_2$). Zatímco při vysokých kmitočtech je impedance kapacitoru malá (při velkém úbytku napětí na rezistoru), tudíž na výstup prochází utlumené napětí ($U_1 > U_2$). Jedná se tedy o napěťový dělič s tím, že při vyšších kmitočtech je napětí uzemňováno přes kapacitor ve svislé větvi RC členu. Což je hlavní princip dolní propusti (nízké kmitočty jsou propouštěny a vysoké potlačovány). Vztah pro přenos může být vyjádřen poměrem výstupního napětí U_2 a vstupního napětí U_1 . Modul impedance kapacitoru lze vyjádřit podle vzorce (3.2). Všechny následující výpočetní vztahy jsou citovány z literatury [3].

$$Z_c = \frac{1}{\omega C} \quad [\Omega] \quad (3.2)$$

Komplexní přenosová funkce je vyjádřena vzorcem (3.3) a rezonanční kmitočet F_0 je dán vztahem (3.4).

$$K(p) = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{1}{RC}}{j\omega + \frac{1}{RC}} = \frac{\Omega_0}{j\omega + \Omega_0} \cong \frac{\Omega_0}{p + \Omega_0} \quad [-] \quad (3.3)$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad [Hz] \quad (3.4)$$

Při návrhu filtru RC 1. řádu je nejčastěji volena hodnota kapacitoru C , jelikož realizace mimo používané řady E6 a E12 je složitější než u rezistorů. Hodnota kapacitoru se volí tak, aby i výsledná hodnota rezistoru byla dobře realizovatelná. Pro výpočet orientační hodnoty slouží vztah (3.5), ale může být podle potřeby zvolena i hodnota více odlišná.

$$C = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \text{ [F]} \quad (3.5)$$

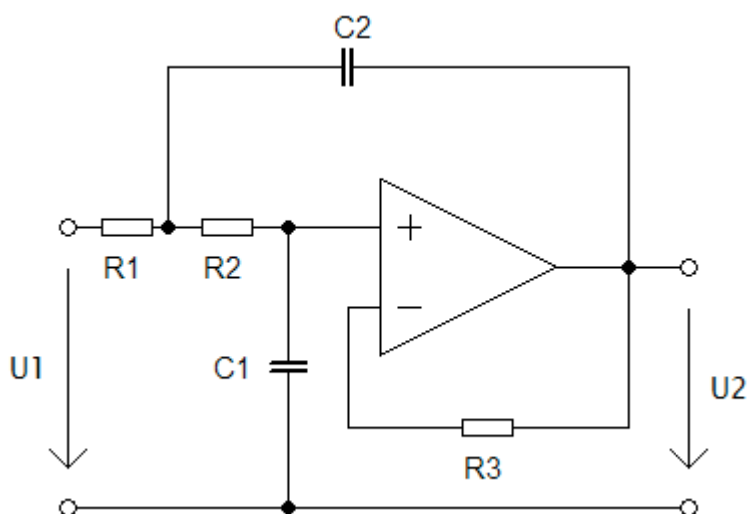
Po zvolení kapacitoru z výrobní řady je tato hodnota dosazena do vztahu (3.6) pro výpočet hodnoty rezistoru R .

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 C} \text{ [\Omega]} \quad (3.6)$$

Více k tomuto tématu se lze dočíst v literatuře [1] a [3].

3.5.2 Dolní propust ARC 2. řádu

Jak již zde bylo uvedeno, tento obvod vychází z přenosových funkcí RLC filtru s tím rozdílem, že je cívka nahrazena aktivním prvkem (většinou operačním zesilovačem) v zapojení s rezistory a kapacitory. Toto zapojení simuluje indukčnost L (obvod se chová jako tato indukčnost). OZ v tomto zapojení mimo jiné slouží jako oddělovací zesilovač. Čili hodnota výstupní impedance je malá a přenosová funkce není závislá na impedanci zátěže.



Obr. 3.6 Dolní propust ARC 2. řádu (Sallen-Key) [3]

Na (Obr. 3.6) je znázorněno zapojení ARC filtru 2. řádu typu dolní propust, které je označováno jako zapojení Sallen-Key. Tento obvod obsahuje dva rezistory a dva kapacitory. Jeho přenosová funkce je vyjádřena vztahem (3.7). Následující výpočetní vztahy jsou citovány z literatury [3].

$$K(p) = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{p^2 + \frac{p(R_1 + R_2)}{C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{\Omega_0^2}{p^2 + \frac{p\Omega_0}{Q} + \Omega_0^2} \quad (3.7)$$

Pro výpočet rezonančního kmitočtu F_0 slouží vzorec (3.8). Podle vzorce (3.9) lze spočítat hodnotu činitele jakosti Q . Z požadované hodnoty Q se vypočítá hodnota β_{MIN} , která je pro hodnotu $Q < 15$ dána vztahem (3.10)(3.11).

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ [Hz]} \quad (3.8)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2} \cdot \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \text{ [-]} \quad (3.9)$$

$$\beta_{MIN} = 4 \cdot Q^2 \text{ [-]} \quad (3.10)$$

Při návrhu ARC filtru druhého řádu se rozlišuje, zda se jedná o obvod s jedním nebo se dvěma OZ. To má vliv na velikost hodnoty činitele jakosti Q , kdy pro obvod s jedním OZ je hodnota Q nižší než pro obvod se dvěma OZ. V této bakalářské práci je prováděna realizace obvodu Sallen-Key s jedním OZ. Při návrhu se zpravidla první volí hodnoty kapacitorů C . K tomu lze využít pro orientační výpočet vztah (3.11), ze kterého pomocí vztahů (3.12) a (3.13) dopočítáme hodnoty kapacitorů C_{1MAX} respektive C_{2MIN} .

$$C = \frac{10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \cdot \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \text{ [F]} \quad (3.11)$$

$$C_{1MAX} = \frac{C}{\sqrt{\beta_{MIN}}} \text{ [F]} \quad (3.12)$$

$$C_{2MIN} = C \cdot \sqrt{\beta_{MIN}} \text{ [F]} \quad (3.13)$$

Hodnoty C_{1MAX} a C_{2MIN} určují, jaká je možná maximální velikost výsledného kapacitoru C_1 respektive, jaká je možná minimální velikost výsledného kapacitoru C_2 tak, aby byla zachována podmínka $\beta \geq \beta_{MIN}$. Optimální hodnotu β zjistíme poměrem obou kapacitorů podle vztahu (3.14). Tuto podmínku je nutné dodržet, tudíž se musí dát pozor při volbě skutečných hodnot kapacit z výrobních řad.

$$\beta = \frac{C_{2MIN}}{C_{1MAX}} [-] \quad (3.14)$$

Pro $\beta = \beta_{MIN}$ je potřebná hodnota poměru odporů $\alpha = 1$, pro $\beta > \beta_{MIN}$ se vypočítá tato hodnota α ze vztahu (3.15), kde a je hodnota vycházející ze vztahu (3.16).

$$\alpha = \frac{1}{(a + \sqrt{a^2 - 1})^2} [-] \quad (3.15)$$

$$a = \frac{\sqrt{\beta}}{2Q} [-] \quad (3.16)$$

Poté podle vzorce (3.17) je spočtena střední hodnota odporu R a z poměru α jsou dopočteny výsledné hodnoty R_1 podle vzorce (3.18) a R_2 podle vzorce (3.19) a následně jsou zvoleny nejbližší hodnoty těchto odporů z výrobní řady.

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 \sqrt{C_1 C_2}} [\Omega] \quad (3.17)$$

$$R_1 = \frac{R}{\sqrt{\alpha}} [\Omega] \quad (3.18)$$

$$R_2 = R\sqrt{\alpha} [\Omega] \quad (3.19)$$

V posledním kroku určíme velikost vazebního rezistoru R_3 . Tuto hodnotu získáme sečtením dříve zvolených odporů R_1 a R_2 podle vzorce (3.20). Rezistor R_3 slouží pro kompenzaci vstupních klidových proudů.

$$R_3 = R_1 + R_2 [\Omega] \quad (3.20)$$

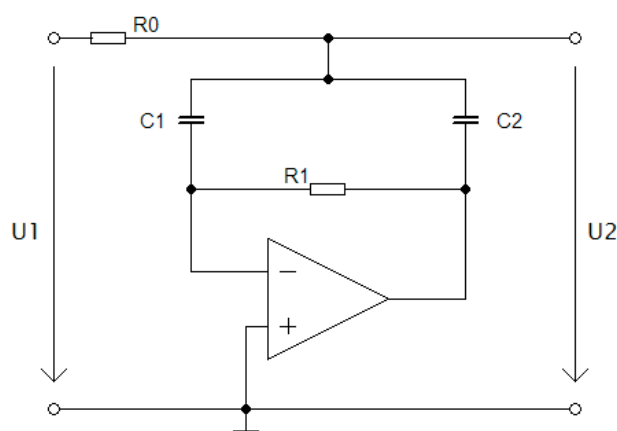
3.6 Nekaskádní syntéza ARC filtrů vyšších řádů

Pro většinu aplikací vyhovuje kaskádní syntéza aktivních filtrů a umožňuje dosažení nízké citlivosti přenosové funkce na změnu parametrů obvodových prvků. Pokud však je potřeba zařadit takový filtr na vstup přesného A/D převodníku s vysokou rozlišovací schopností, budou mít vstupní nesymetrie použitých aktivních prvků negativní vliv na výslednou funkci (zejména teplotní a časová nestabilita těchto nesymetrií). [8]

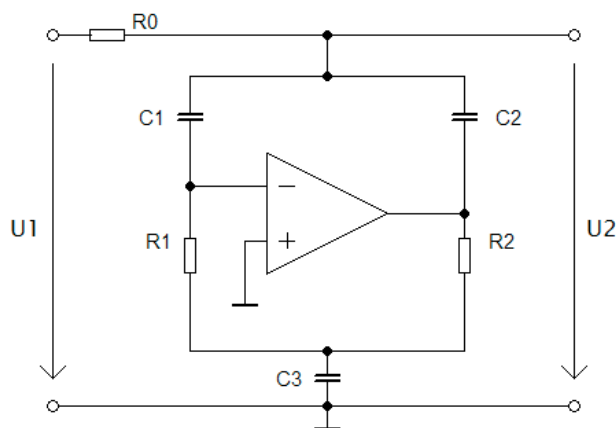
Při návrhu dolní propusti pro měřicí účely je někdy výhodnější využít nekaskádní uspořádání filtru (sestaveného pomocí kmitočtové závislého děliče). V tomto uspořádání jsou OZ stejnosměrně odděleny od cesty přenášeného signálu, a proto se vliv nestability jejich nesymetrií neuplatní. Je možné si obvod představit jako klasický RC člen, který bez zátěže na výstupu zachovává stejnosměrnou složku signálu. Pokud je potřeba vyšší řád filtru (větší strmost modulové charakteristiky v propustném pásmu), nahradí se kapacitor C v příčné větvi filtru selektivním jednobranem s příslušnou impedanční funkcí. S rezistorem R tedy tvoří filtr typu dolní propust příslušného řádu. Příklad dolní propusti 2. řádu je uveden na (Obr. 3.7) a 3. řádu na (Obr. 3.8) Normovanou přenosovou funkcí n-tého řádu lze zapsat obecně ve tvaru uvedeném v rovnici (3.21).

$$K^n(p) = \frac{1}{1 + a_{n1}p + a_{nk}p^2 + \dots + a_{nk}p^k \dots a_{nn}p^n} \quad (3.21)$$

Kde a_{n1} až a_{nn} jsou koeficienty u jednotlivých mocnin normované komplexní proměnné p . Princip spočívá v odečtení vztahů pro jednotlivé koeficienty daných stupňů z příslušné tabulky, dokud platí podmínka $k < n$. Pro $k = n$ je použita druhá tabulka koeficientů. V poslední tabulce jsou uvedeny hodnoty těchto koeficientů přenosové funkce. Veškeré tabulky a další potřebné informace jsou uvedeny v [7].



Obr. 3.7 Aktivní DP 2. řádu [8]



Obr. 3.8 Aktivní DP 3. řádu [8]

Při návrhu je možné postupovat dvěma různými způsoby. Buďto metodou shodných rezistorů, nebo metodou shodných kapacitorů. U obou způsobů není možná realizace pro všechny řády filtrů. Například u filtrů s Čebyševovou aproximací nelze realizovat sudé řády při metodě shodných rezistorů a liché řády u metody shodných kapacitorů. Pro výpočet prvků slouží odvozené vztahy z odečtených vzorců pro jednotlivé koeficienty přenosové funkce. Jako příklad jsou zde uvedeny vztahy pro filtry 5. řádu, které budou použity při návrhu konkrétního zapojení v následující části této práce. Byla zvolena metoda shodných kapacitorů. Všechny vztahy jsou citovány z [8].

$$R_0 = \frac{a_{51}}{2 \cdot C \cdot \omega_m} \quad [\Omega] \quad (3.22)$$

$$R_{1,2} = \frac{a_{52} \pm \sqrt{a_{52}^2 - a_{51} \cdot a_{53}}}{a_{51} \cdot C \cdot \omega_m} \quad [\Omega] \quad (3.23)$$

$$R_{3,4} = \frac{a_{54} \pm \sqrt{a_{54}^2 - 2 \cdot a_{53} \cdot a_{55}}}{a_{53} \cdot C \cdot \omega_m} \quad [\Omega] \quad (3.24)$$

Řešení nekaskádní syntézou platí pro nezatížený výstup filtru, proto se na za filtr umísťuje oddělovací zesilovač s vysokým vstupním odporem. Tento impedanční oddělovač na rozdíl od zbývajících OZ, je zařazen do cesty analogového signálu. Proto se musí pro měřicí účely klást zvýšená pozornost při jeho výběru. [7]

3.7 Požadavky na antialiasing filtry

Negativní vliv aliasing efektu na výsledné spektrum signálu vzniklého při špatné volbě vzorkovacího kmitočtu, zde již byl popsán. Aby filtr zařazený před A/D převodník eliminoval vznik nežádoucích kmitočtových složek, musí omezit šířku pásma vstupujících analogových signálů. Jako první odhad pro návrh se v praxi vychází u obecných periodických signálů z jejich 20. harmonické složky $f_m = 20 / T$, u jednorázových impulsů z jejich šířky $f_m = 1 / T_i$ a u stejnosměrných pomalu proměnných signálů ze strmosti jejich změny $f_m = (V / s) / 1 V$. Minimální úroveň potlačení K_{POT} musí být menší než polovina amplitudy významově nejnižšího bitu převodníku (aby nedošlo ke zkreslení). Pro n -bitový převodník je požadavek na potlačení uveden ve vzorci (3.25). Kmitočet potlačení f_p se volí jako polovina vzorkovacího kmitočtu A/D převodníku ($f_p = f_s / 2$). [11]

$$K_{POT} = 6(n + 1) [dB] \quad (3.25)$$

K návrhu antialiasing filtrů byl pro tuto bakalářskou práci vytvořen přehled filtrů vyšších řádů, pro 8bitové a 16bitové A/D převodníky. U 8bitového převodníku je podle vzorce (3.25) minimální úroveň potlačení $K_{POT} = -54$ dB, zatímco u 16bitového převodníku je $K_{POT} = -102$ dB. Pro oba převodníky byly použity různé typy aproximací (Cauer, Čebyšev, Butterworth). Pro filtry s aproximací Čebyšev, byl vypočítán řád filtru podle vzorce (3.26) [3] a podle vzorce (3.27) [3] pro filtry s aproximací Butterworth. Jak již bylo dříve zmíněno, výpočet řádu filtru pro aproximaci Cauer se provádí pomocí počítače. Výsledné hodnoty řádů byly zaokrouhleny vždy na vyšší stupeň. Dalším údajem je zvlnění K_{ZVL} . U aproximace Butterworth je výstižnější označení šířka propustného pásma, protože má maximálně plochou charakteristiku v tomto pásmu. Pro šířku propustného pásma byly vybrány dvě hodnoty ($K_{ZVL} = 1$ dB, $K_{ZVL} = 3$ dB).

$$n \geq \frac{\operatorname{arccosh}\left(\frac{10^{\frac{K_{POT}}{10}} - 1}{10^{\frac{K_{ZVL}}{10}} - 1}\right)}{2 \operatorname{arccosh}\left(\frac{f_p}{f_m}\right)} [-] \quad (3.26)$$

$$n \geq \frac{\log\left(\frac{10^{\frac{K_{POT}}{10}} - 1}{10^{\frac{K_{ZVL}}{10}} - 1}\right)}{2 \log\left(\frac{f_p}{f_m}\right)} [-] \quad (3.27)$$

Pro přehled, který je uveden v (Tabulka 3.1) byl zadán mezní kmitočet $f_m = 4,5$ kHz a vzorkovací frekvence převodníku $f_s = 44,1$ kHz. Kmitočet potlačení f_p je tedy polovinou vzorkovacího kmitočtu ($f_p = 22,05$ kHz). Pro další přehled uveden v (Tabulka 3.1) byl zadán mezní kmitočet $f_m = 10$ kHz a vzorkovací frekvence převodníku $f_s = 44,1$ kHz ($f_p = 22,05$ kHz).

Tabulka 3.1 Přehled vypočtených řádů pro: $f_m = 4,5$ kHz, $f_p = 22,05$ kHz

Typ aproximace	A/D převodník	Šířka propustného pásma [dB]	Řád filtru	Výsledný řád filtru	Poznámka k výpočtu
Cauer	8b	-1 (K_{ZVL})	-	3	Výpočet pomocí PC
		-3 (K_{ZVL})	-	3	Výpočet pomocí PC
	16b	-1 (K_{ZVL})	-	5	Výpočet pomocí PC
		-3 (K_{ZVL})	-	5	Výpočet pomocí PC
Čebyšev	8b	-1 (K_{ZVL})	3,33	4	Vzorec (3.26)
		-3 (K_{ZVL})	3,04	4	Vzorec (3.26)
	16b	-1 (K_{ZVL})	5,77	6	Vzorec (3.26)
		-3 (K_{ZVL})	5,47	6	Vzorec (3.26)
Butterworth	8b	-1	4,33	5	Vzorec (3.27)
		-3	4,02	5	Vzorec (3.27)
	16b	-1	7,81	8	Vzorec (3.27)
		-3	7,39	8	Vzorec (3.27)

Tabulka 3.2 Přehled vypočtených řádů pro: $f_m = 10$ kHz, $f_p = 22,05$ kHz

Typ aproximace	A/D převodník	Šířka propustného pásma [dB]	Řád filtru	Výsledný řád filtru	Poznámka k výpočtu
Cauer	8b	-1 (K_{ZVL})	-	3	Výpočet pomocí PC
		-3 (K_{ZVL})	-	3	Výpočet pomocí PC
	16b	-1 (K_{ZVL})	-	5	Výpočet pomocí PC
		-3 (K_{ZVL})	-	5	Výpočet pomocí PC
Čebyšev	8b	-1 (K_{ZVL})	3,33	4	Vzorec (3.26)
		-3 (K_{ZVL})	3,04	4	Vzorec (3.26)
	16b	-1 (K_{ZVL})	5,77	6	Vzorec (3.26)
		-3 (K_{ZVL})	5,47	6	Vzorec (3.26)
Butterworth	8b	-1	4,33	5	Vzorec (3.27)
		-3	4,02	5	Vzorec (3.27)
	16b	-1	7,81	8	Vzorec (3.27)
		-3	7,39	8	Vzorec (3.27)

V příloze A je uveden další přehled pro hovorové pásmo (300 – 3400 Hz), který nebyl použit skrz nerealizovatelné řády filtrů.

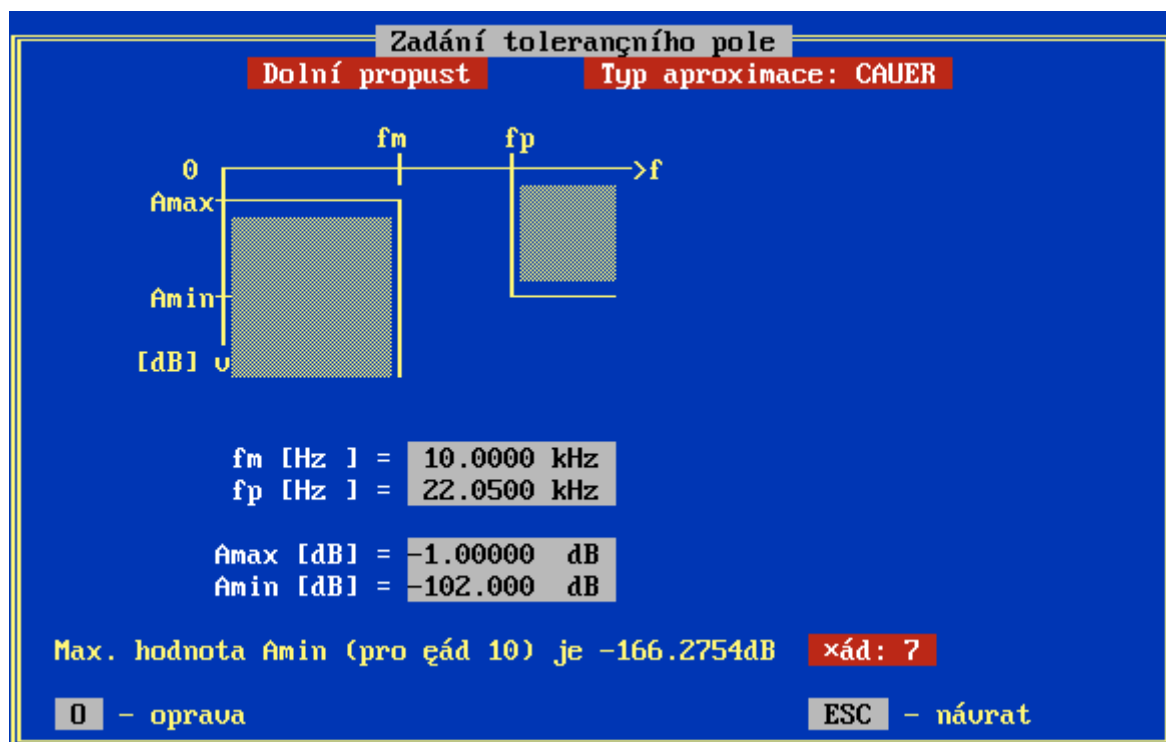
4 Návrh a realizace antialiasing filtrů

Nejčastěji používané typy aproximací pro antialiasing filtry jsou například Butterworth, Čebyšev, Cauer. Již dříve zde byl uveden přehled, z kterého byly vybrány jednotlivé parametry pro následující návrhy jednoho pasivního a dvou aktivních filtrů.

4.1 Návrh pasivního filtru RLC

K tomuto návrhu byl využit program NAF, jehož autory jsou K. Hájek a J. Sedláček. Tento návrhový software je z roku 1993 a byl navržen pro operační systém MS-DOS, proto se v následujících ukázkách vyskytují diakritické chyby.

V prvním kroku byl zvolen typ filtru. Jelikož antialiasing filtry jsou typu dolní propust, byla zvolena tato možnost. Poté se volil druh aproximace (v tomto návrhu byla použita aproximace podle Cauera). Následně bylo zobrazeno toleranční pole jak je vidět na (Obr. 4.1), kde je minimální úroveň potlačení označena jako $A_{\min} = -102$ dB (16bitový A/D převodník) a šířka propustného pásma jako $A_{\max} = -1$ dB. Do tohoto pole byly zadány požadavky na funkci filtru, které byly vybrány z (Tabulka 3.2). Jak je patrné, vyšel výsledný 7. řád filtru. V následujícím kroku byly zvoleny hodnoty zakončovacích rezistorů $R_1 = 100 \Omega$ a $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$.



Obr. 4.1 Toleranční pole v prostředí programu NAF

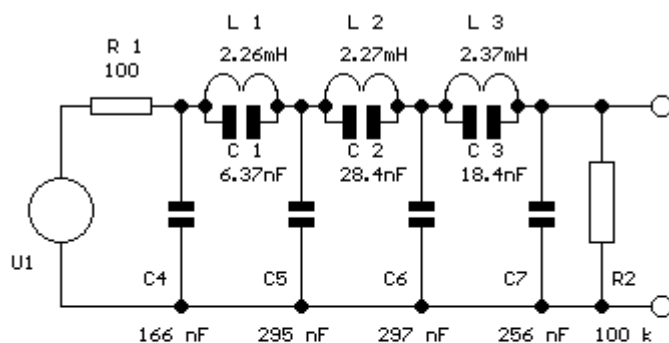
V praxi, aby byla dodržena výsledná šířka propustného pásma, je možné zvolit menší velikost. V tomto případě byla požadována šířka pásma 3 dB, ale do tolerančního pole byla zadána menší šířka a to 1 dB. Na řád filtru to nemělo vliv, jelikož pro obě hodnoty (1 dB i 3 dB) vychází stejný řád filtru jak je vidět v již zmíněném přehledu. Vliv to ale má na výsledné koeficienty, které jsou zobrazeny na (Obr. 4.2) a byla snížena částečně strmost modulové charakteristiky.

Hodnoty $F_o(i)$, $Q(i)$, $\{F_n(i)\}$ filtrů 1. a 2. řádu				
řád filtru: 7		Typ filtru: DP		Aproximace: Cauer
Blok	$f_o(i)$	$Q(i)$	$f_n(i)$	$f_n(i)/f_o(i)$
1	9.97148 kHz	12.7457	19.7955 kHz	1.985
2	8.31324 kHz	3.4909	24.0701 kHz	2.895
3	5.11366 kHz	1.3380	41.9906 kHz	8.211
4	2.22376 kHz			

_ **T** - tisk **ESC** - návrat

Obr. 4.2 Výsledné koeficienty pasivního RLC filtru 7. řádu

V poslední fázi proběhl výběr mezi článkem T a Π . Rozhodující roli v tomto případě hrály velikosti induktorů. U článku T byly požadavky na indukory řádově v H, což je zcela nevyhovující hodnota, která by se odrazila v náročnosti konstrukce a v její vysoké ceně. Proto byl zvolen článek Π , kde byly hodnoty jednotlivých induktorů přijatelné (jednotky mH). Na (Obr. 4.3) je vidět výsledné zapojení RLC filtru i s hodnotami jednotlivých prvků.



cis:	R	L	C
1	100.000	2.25504mH	6.37060nF
2	100.000k	2.26905mH	28.4878nF
3		2.36736mH	18.4678nF
4			166.681nF
5			295.677nF
6			297.342nF
7			256.303nF

Obr. 4.3 Výsledné schéma zapojení RLC filtru 7. řádu

V (Tabulka 4.1) jsou uvedeny použité součástky pro výslednou realizaci. Pro získání přesnějších hodnot kapacitorů, byly jednotlivé hodnoty poskládány pomocí paralelního spojení dvou a až tří různých hodnot. Pro impedanční oddělení byly použity oddělovací zesilovače realizované pomocí OZ se stoprocentní zpětnou vazbou.

Tabulka 4.1 Navržené a zvolené hodnoty součástek

Součástka	Vypočtená hodnota	Skutečná hodnota
C1	6,37 nF	5,6 nF + 680 pF
C2	28,4 nF	1,2 nF + 27 nF
C3	18,4 nF	18 nF
C4	166 nF	15 nF + 150 nF
C5	295 nF	47 nF + 22 nF + 220 nF
C6	297 nF	47 nF + 22 nF + 220 nF
C7	256 nF	33 nF + 220 nF
L1	2,26 mH	2,2 mH
L2	2,27 mH	2,2 mH
L3	2,37 mH	2,2 mH
R1	100 Ω	100 Ω
R2	100 kΩ	100 kΩ

4.2 Návrh ARC filtru pomocí kaskádní syntézy

Z přehledu v (Tabulka 3.1) byl vybrán pro tuto realizaci filtr s Butterworthovou aproximací 5. řádu s šířkou propustného pásma 3 dB, který je určen pro 8bitový A/D převodník (minimální úroveň potlačení $K_{\text{POT}} = -54$ dB). Požadovaný mezní kmitočet $f_m = 4500$ Hz a kmitočet potlačení $f_p = 22,05$ kHz. Výsledný filtr je složen pomocí kaskádní syntézy z jednoho bloku DP 1. řádu a dvou bloků DP 2. řádu. Z návrhových tabulek [9] byly odečteny hodnoty činitele jakosti Q pro normovaný kmitočet $F_0 = 1$ Hz. Tento kmitočet byl přepočítán pro každý blok zvlášť. U DP je používáno řazení bloků do kaskády podle rostoucí hodnoty činitele jakosti.

$$1. \text{ blok: } F_{01} = F_0 \cdot f_m = 1 \cdot 4500 = 4500 \text{ Hz}$$

$$2. \text{ blok: } F_{02} = F_0 \cdot f_m = 1 \cdot 4500 = 4500 \text{ Hz, } Q = 0,618$$

$$3. \text{ blok: } F_{03} = F_0 \cdot f_m = 1 \cdot 4500 = 4500 \text{ Hz, } Q = 1,618$$

Blok 1: Návrh DP 1. řádu

V prvním kroku byla vypočtena podle vzorce (3.5) orientační hodnota kapacitoru C_1 , která vyšla 4,18 nF, z čehož vyplývá, že je možno vybrat skutečnou hodnotu řádově v jednotkách nF. V tomto případě byla zvolena hodnota $C_1 = 1,5$ nF.

$$C_1 = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_{01}}} = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{4500}} = 4,1799 \text{ nF}$$

Zvolená hodnota C_1 byla dosazena do rovnice (3.6) a byla vypočtena hodnota R . Podle toho byla zvolena skutečná hodnota tohoto rezistoru z výrobní řady $R_1 = 22$ k Ω .

$$R_1 = \frac{1}{2\pi F_{01} C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4500 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} = 23,725 \text{ k}\Omega$$

Blok 2: Návrh DP 2. řádu

Jako první se provedl výpočet β_{MIN} pro hodnotu činitele jakosti $Q < 15$ podle vzorce (3.10). Poté následoval výpočet střední hodnoty C podle vzorce (3.11).

$$\beta_{\text{MIN}} = 4 \cdot Q^2 = 4 \cdot 0,618^2 = 1,5277$$

$$C = \frac{10^{-7}}{\sqrt{F_{02}}} = \frac{10^{-7}}{\sqrt{4500}} = 1,4907 \text{ nF}$$

Ze střední hodnoty kapacity C byly podle vzorce (3.12) a (3.13) vypočteny hodnoty C_{1MAX} a C_{2MIN} .

$$C_{1MAX} = \frac{C}{\sqrt{\beta_{MIN}}} = \frac{1,4097 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{1,5277}} = 1,206nF$$

$$C_{2MIN} = C \cdot \sqrt{\beta_{MIN}} = 1,4097 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{1,5277} = 1,8425nF$$

Pro ověření splnění podmínky $\beta \geq \beta_{MIN}$ byly vypočtené hodnoty kapacit dosazeny do vzorce (3.14) a bylo zjištěno, že β je rovno β_{MIN} .

$$\beta = \frac{C_{2MIN}}{C_{1MAX}} = \frac{1,8425}{1,206} = 1,5277$$

Z důvodu nízkých kapacit a příliš blízkých hodnot ve výrobní řadě kapacitorů, byla náhodně zvolena hodnota $C_1 = 3,9$ nF a po vynásobení optimální hodnotou β , byla přepočítána hodnota C_{2MIN} .

$$C_{2MIN} = \beta \cdot C_1 = 1,5277 \cdot 3,9 = 5,958nF$$

Poté byla vybrána nejbližší vyšší hodnota z výrobní řady a to $C_2 = 6,8$ nF. Opět bylo ověřeno splnění podmínky podle vzorce (3.14).

$$\beta' = \frac{C_2}{C_1} = \frac{6,8}{3,9} = 1,7436$$

Tentokrát vyšel poměr β větší než β_{MIN} . Podmínka byla splněna, ale přepočítaná hodnota je vyšší, proto byl proveden přepočet z ideálního poměru odporů $\alpha = 1$, na skutečný poměr pomocí vzorců (3.15) a (3.16).

$$a = \frac{\sqrt{\beta'}}{2 \cdot Q} = \frac{\sqrt{1,7436}}{2 \cdot 0,618} = 1,0683$$

$$\alpha = \frac{1}{(a + \sqrt{a^2 - 1})^2} = \frac{1}{(1,0683 + \sqrt{1,0683^2 - 1})^2} = 0,4211$$

Následně byla podle vzorce (3.17) vypočtena střední hodnota odporu R . Z hodnoty poměru α byly podle vzorce (3.18) a (3.19) spočteny velikosti rezistorů R_1 a R_2 .

$$R = \frac{1}{2\pi F_{02}\sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4500 \cdot \sqrt{3,9 \cdot 10^{-9} \cdot 6,8 \cdot 10^{-9}}} = 6k\Omega$$

$$R_1 = \frac{R}{\sqrt{\alpha}} = \frac{6000}{\sqrt{0,4211}} = 9245,718\Omega$$

$$R_2 = R\sqrt{\alpha} = 6000 \cdot \sqrt{0,4211} = 3893,435\Omega$$

Poté byly zvoleny nejbližší hodnoty těchto odporů z výrobní řady a to pro $R_1 = 8,2\text{ k}\Omega$ a pro $R_2 = 3,9\text{ k}\Omega$. V posledním kroku byla určena velikost odporu R_3 podle vzorce (3.20). Z výrobní řady byla vybrána výsledná hodnota $R_3 = 12\text{ k}\Omega$

$$R_3 = R_1 + R_2 = 8,2 + 3,9 = 12,1\text{ k}\Omega$$

Blok 3: Návrh DP 2. řádu

Postup výpočtu pro třetí blok aktivního filtru byl stejný jako pro druhý blok, proto jsou zde uvedeny pouze výsledné hodnoty součástek.

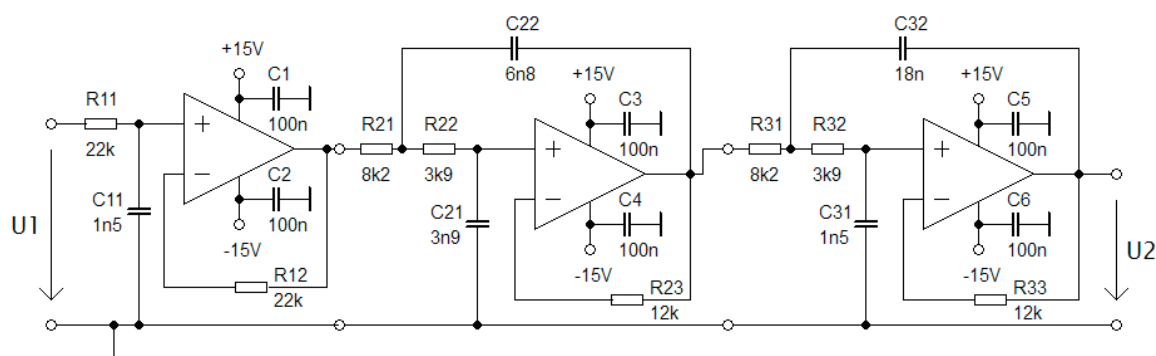
$$C_1 = 1,5\text{ nF}$$

$$C_2 = 18\text{ nF}$$

$$R_1 = 8,2\text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 3,9\text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 12\text{ k}\Omega$$



Obr. 4.4 Výsledné zapojení ARC filtru 5. řádu – kaskádní syntéza

4.3 Návrh ARC filtru pomocí nekaskádní syntézy

Pro návrh pomocí nekaskádní syntézy byl stejně jak v předchozím postupu použit filtr s Butterworthovou aproximací 5. řádu s šířkou propustného pásma 3 dB, který je určen pro 8bitový A/D převodník (minimální úroveň potlačení $K_{\text{POT}} = -54$ dB). Požadovaný mezní kmitočet $f_m = 4500$ Hz a kmitočet potlačení $f_p = 22,05$ kHz.

Z tabulek uvedených v [7], byly odečteny vztahy pro koeficienty přenosové funkce daných stupňů (1 - 5) a jejich výsledné hodnoty pro Butterworthovu aproximaci.

$$a_{51} = (C_1 + C_2)R_0\omega_m = 3,23607$$

$$a_{52} = C_1C_2R_0(R_1+R_2)\omega_m^2 = 5,23607$$

$$a_{53} = C_1C_2(C_3+C_4)R_0R_1R_2\omega_m^3 = 5,23607$$

$$a_{54} = C_1C_2C_3C_4R_0R_1R_2(R_3 + R_4)\omega_m^4 = 3,23607$$

$$a_{55} = C_1C_2C_3C_4C_5R_0R_1R_2R_3R_4\omega_m^5 = 1$$

Byla zvolena metoda shodných kapacitorů, tudíž jsou získány nové soustavy rovnic odvozené z předchozích vztahů, kde $\omega_m = 2\pi f_m$ je požadovaná mezní úhlová frekvence navrhovaného filtru.

$$a_{51} = 2CR_0\omega_m$$

$$a_{52} = C^2R_0(R_1+R_2)\omega_m^2$$

$$a_{53} = 2C^3R_0R_1R_2\omega_m^3$$

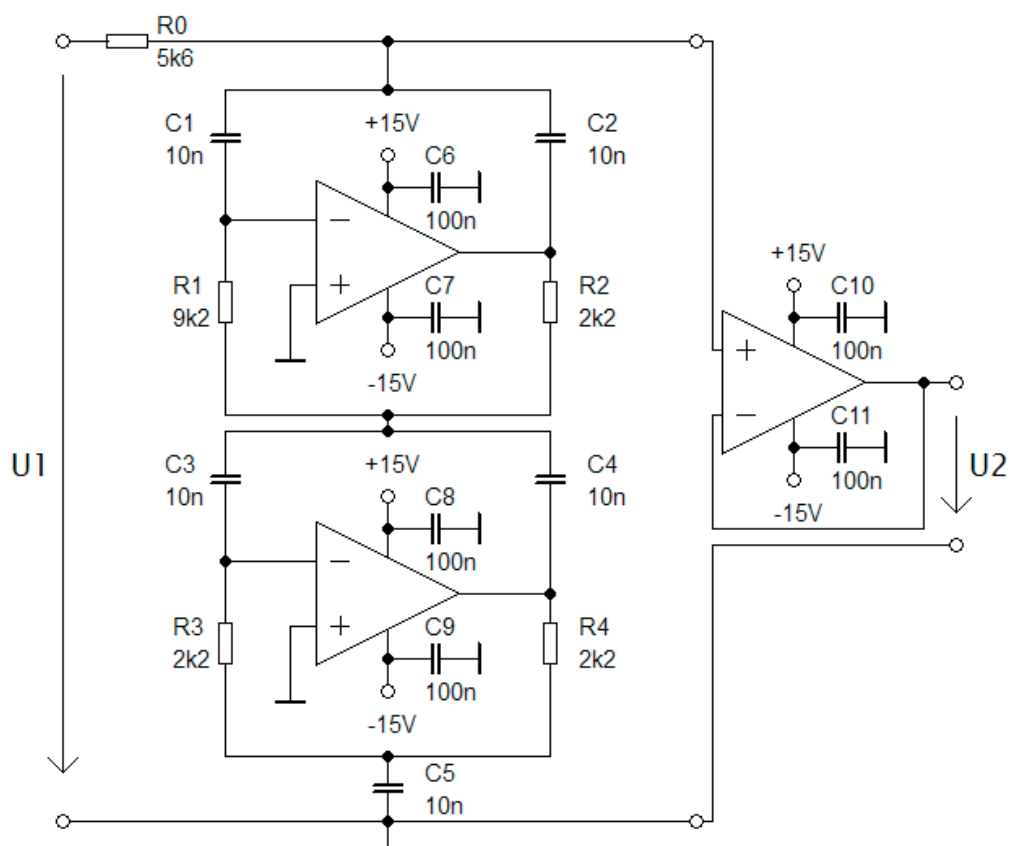
$$a_{54} = C^4R_0R_1R_2(R_3 + R_4)\omega_m^4$$

$$a_{55} = C^5R_0R_1R_2R_3R_4\omega_m^5$$

Velikost hodnoty všech kapacitorů byla zvolena $C = 10$ nF. Podle vzorce (3.22) byla vypočítána hodnota rezistoru R_0 . Pro určení rezistorů R_1 a R_2 byl použit vztah (3.23). Výpočet zbývajících hodnot rezistorů R_3 a R_4 proběhl podle rovnice (3.24). Skutečné hodnoty byly zvoleny z výrobní řady a to pro $R_0 = 5,6$ k Ω a pro rezistory R_2, R_3, R_4 hodnota 2,2 k Ω (odpor R_1 byl složen sériovým spojením hodnot 8,2 k Ω a 1 k Ω). Na (Obr. 4.5) je uvedeno výsledné schéma zapojení s vypočtenými součástkami.

$$R_0 = \frac{a_{51}}{2C\omega_m} = \frac{3,23607}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4500} = 5722,628\Omega$$

$$\begin{aligned}
 R_{1,2} &= \frac{a_{52} \pm \sqrt{a_{52}^2 - a_{51} \cdot a_{53}}}{a_{51} \cdot C \cdot \omega_m} \\
 &= \frac{5,23607 \pm \sqrt{5,23607^2 - 3,23607 \cdot 5,23607}}{3,23607 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4500} \\
 &= \frac{9259,398\Omega}{2185,848\Omega} \\
 R_{3,4} &= \frac{a_{54} \pm \sqrt{a_{54}^2 - 2 \cdot a_{53} \cdot a_{55}}}{a_{53} \cdot C \cdot \omega_m} \\
 &= \frac{3,23607 \pm \sqrt{3,23607^2 - 2 \cdot 5,23607 \cdot 1}}{5,23607 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4500} \\
 &= \frac{2187,88\Omega}{2183,81\Omega}
 \end{aligned}$$



Obr. 4.5 Výsledné zapojení ARC filtru 5. řádu – nekaskádní syntéza

4.4 Realizace a ověření

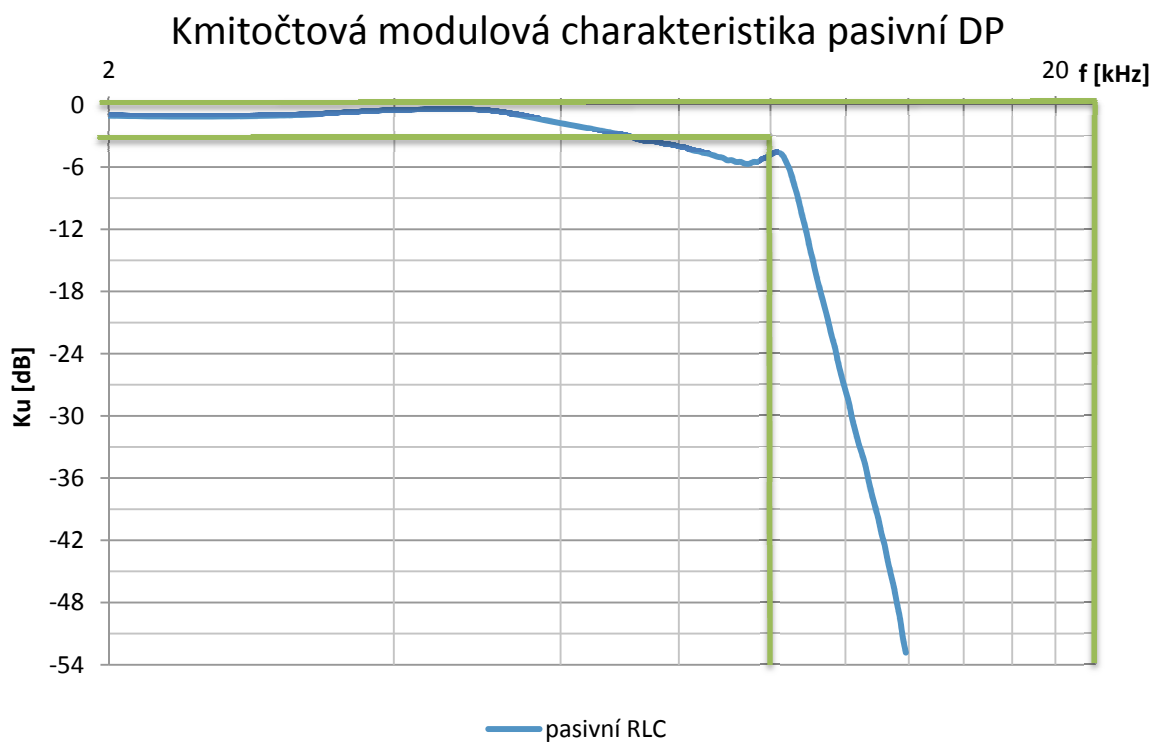
Všechny tři návrhy antialiasing filtrů byly realizovány na nepájivém poli. Pro simulaci navrhnutých obvodů byl použit program SNAP. Tyto simulace jsou uvedeny v příloze B. Experimentálním měřením byly zjištěny hodnoty mezní frekvence f_m pro jednotlivé zapojení, které jsou uvedeny v (Tabulka 4.2). Všechny naměřené hodnoty jsou připojeny v přílohách C - F. Z těchto hodnot byly sestaveny kmitočtové modulové charakteristiky. U všech realizací byly jako aktivní prvky použity operační zesilovače OP27, které vyžadují symetrický zdroj napájení (± 15 V), jak je možné zjistit z katalogových listů v [6]. Ke každému OZ byly k napájecím pinům umístěny (co nejbližší k pouzdru) blokovací kapacitory o hodnotě 100 nF. Na vstup všech filtrů byly zapojeny vůči zemi přizpůsobovací rezistory $R = 51 \Omega$, které slouží k připojení generátoru signálu. Pokud by obvod nebyl přizpůsoben, mohla by se na výstupu objevit jiná hodnota rozkmitu napětí. Pro experimentální měření byl generátor funkcí, v případě pasivního RLC filtru, nastaven na rozkmit napětí $Pk-Pk = 2$ V a u ARC filtrů na $Pk-Pk = 1$ V. Vstupní signál byl sinusového průběhu, který se nastavoval od hodnoty frekvence $f = 50$ Hz až do poslední měřitelné hodnoty. Na výstup obvodu byl umístěn osciloskop, ze kterého byly tyto naměřené hodnoty odečítány.

Tabulka 4.2 Měření mezní frekvence f_m

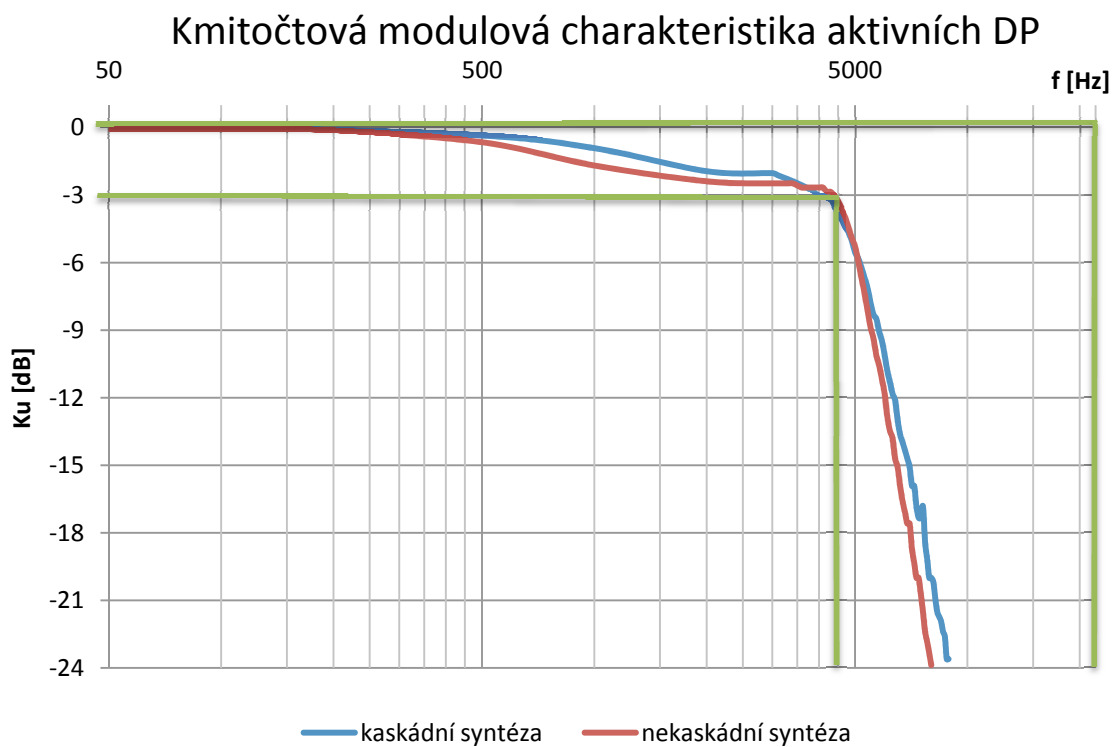
Zapojení filtru	Požadovaná f_m [kHz]	Naměřená f_m [kHz]
Pasivní RLC	10	7,1
ARC - kaskádní	4,5	4,2
ARC – nekaskádní	4,5	4,5

Na (Obr. 4.6) je uvedena výsledná modulová charakteristika pasivního RLC filtru. Jak je v závěru uvedeno, tato charakteristika neleží v požadovaném tolerančním poli. Na základě experimentu a po optimalizaci byla hodnota odporu R_0 u aktivního filtru s nekaskádní syntézou změněna z hodnoty 5,6 k Ω na $R_0 = 7$ k Ω . Při měření kaskádního zapojení se vyskytla chyba, která byla odhalena díky proměření přenosových funkcí každého bloku zvlášť, což je velkou výhodou těchto filtrů. Na (Obr. 4.7) jsou zobrazeny výsledné charakteristiky obou aktivních filtrů, které mají téměř totožný průběh. Je vidět, že tyto dvě zapojení splňují požadavky na antialiasing filtry.

Při návrhu se většinou vychází z použití ideálních prvků. Při konstrukci filtru z reálných součástek se ale projeví vliv jejich parazitních vlastností. Aby se minimalizovaly vlivy ztrát kapacitorů a induktorů, je potřeba, aby tyto součástky byly velmi kvalitní. Zvláště pak u cívek by měla být hodnota činitele jakosti Q co nejvyšší.



Obr. 4.6 Naměřená charakteristika pasivního filtru RLC



Obr. 4.7 Naměřená charakteristika aktivních filtrů RC

5 Závěr

V této bakalářské práci byly vyzkoušeny tři různé návrhy a realizace antialiasing filtrů vyšších řádů. V teoretické části je uvedena problematika analogově číslicového převodu, požadavky na antialiasing filtry a jejich metodika návrhu. Podle zadaných hodnot tolerančního pole, které bylo stanoveno na základě požadavků na antialiasing filtry, byly vytvořeny přehledy vypočtených řádů filtrů pro aproximace Cauer, Čebyšev a Butterworth. Z tohoto přehledu byl pro návrh a realizaci nejprve vybrán pasivní RLC filtr 7. řádu s aproximací podle Cauera. Zde byl vyzkoušen počítačový program NAF. Zbývající návrhy dvou aktivních filtrů 5. řádu s Butterworthovou aproximací, byly provedeny ručním výpočtem z odvozených výpočetních vztahů. Pro simulaci veškerých obvodových struktur byl použit program SNAP. Obvody byly sestaveny na zkušebním nepájivém poli. U pasivního filtru je z naměřené charakteristiky patrné, že nebylo dodrženo zadané toleranční pole, kdy k poklesu o 3 dB docházelo již při hodnotě $f_m = 7100$ Hz. Požadovaná byla hodnota $f_m = 10$ kHz. K této hodnotě došlo až při poklesu o 6 dB. Nepřesnost je způsobena velkou citlivostí na tolerance použitých součástek (hlavně induktorů). Tím byl ověřen fakt, že RLC pasivní filtry nejsou výhodné pro nízké kmitočty, kde mají malý činitel jakosti, z čehož se odvíjí velikost požadovaných cívek. To se odráží v konečné ceně výrobku a v celkové přesnosti. Pro nízké kmitočty byly vyzkoušeny dvě zapojení aktivních RC filtrů 5. řádu s Butterworthovou aproximací. Z uvedených grafů modulových charakteristik je patrné, že se povedlo u obou filtrů dodržet požadované toleranční pole. Rozdíl mezi těmito dvěma filtry je, že kaskádní filtry se lépe ladí, ale jejich výstup je teplotně nestabilní. Je závislý na napěťové nesymetrii jejich stavebních prvků (v tomto případě OZ). Na výstup se dostává stejnosměrná složka. Tyto filtry se používají při zpracování například hovorového pásma, ale pro měření stejnosměrného signálu jsou kaskádní filtry nevhodné. Zatímco u filtru s nekaskádní syntézou se neprojevuje stejnosměrný posuv, takže je vhodný pro měřicí účely. Hlavní oblast využití je například pro multimetry, měřicí karty, nebo pro vysoce přesné A/D převodníky. Jednoduše tam, kde je potřeba zpracovat stejnosměrný signál. Zvláště systémově a ekonomicky jsou výhodné nekaskádní realizace aktivních DP lichého řádu, u nichž je maximum selektivity dosahováno s minimálním počtem OZ. Tento filtr byl vybrán pro konečné sestavení na plošný spoj. Z hlediska omezení horních kmitočtových složek se chovají oba aktivní filtry stejně, proto pro antialiasing filtry jsou vhodná obě zapojení. Jelikož neustálé přepočítávání hodnot při návrhu bylo zbytečně časově náročné, byl pro tuto bakalářskou práci vytvořen pomocný program. Tímto směrem by se mohl ubírat další vývoj tohoto projektu.

Použitá literatura

- [1] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2009, 271 s. ISBN 978-807-3002-404.
- [2] HÁZE, J., VRBA, R., FUJCIK, L., SAJDL, O.: *Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu*. Elektronické skriptum, Brno, FEKT VUT 2010.
- [3] HÁJEK, Karel. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7.
- [4] *Encyklopedie fyziky*. [online]. [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/>.
- [5] MARTINEK, Pravoslav, Jiří HOSPODKA a Petr BOREŠ. *Elektrické filtry*. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003, 314 s. ISBN 80-010-2765-1.
- [6] Analog Device: *Katalogové listy*, <http://www.analog.com/>.
- [7] VRBA, Kamil ml. a Pavel TOBOLA. Nekaskádní syntéza aktivní dolní propusti pro měřicí účely. *Slaboproudý obzor*. 1989, č. 5.
- [8] VRBA, Kamil ml. a Pavel TOBOLA. Návrh aktivní dolní propusti pro měřicí účely. *Sdělovací technika*. 1989, č. 2.
- [9] DOSTÁL, Tomáš. *Elektrické filtry*. 2. dopl.uprav.vyd. Brno: FEI VUT, 1997, 96 s. ISBN 80-214-0877-4.
- [10] JAN, Jiří. *Číslicové zpracování a analýza signálů: stručné skriptum* [online]. Brno: MJ servis Brno, s.r.o., 2010, 138 s. [cit. 2012-04-14]. ISBN 978-80-214-4018-0.
- [11] Kmitočtové filtry pro A/D převodníky. In: HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. *Kmitočtové filtry pro A/D převodníky*. 1994. vyd. Brno: VA Brno, 1994, 110 - 113.

Seznam obrázků

<i>Obr. 2.1 Příklad symbolické značky tříbitového A/D převodníku [1].....</i>	<i>2</i>
<i>Obr. 2.2 Rozdělení převodníků podle rozlišitelnosti v závislosti na četnosti převodu [2].....</i>	<i>4</i>
<i>Obr. 2.3 Podmínka pro kmitočet vzorkování [1]</i>	<i>5</i>
<i>Obr. 2.4 Princip převodu analogového signálu na digitální [4]</i>	<i>7</i>
<i>Obr. 2.5 Kmitočtové spektrum vzorkovaného signálu [1]</i>	<i>8</i>
<i>Obr. 2.6 f_s menší než dvojnásobek mezního f_m [1]</i>	<i>9</i>
<i>Obr. 3.1 Typy selektivních filtrů [3].....</i>	<i>11</i>
<i>Obr. 3.2 Toleranční pole.....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 3.3 Lichý řád filtru s nulami přenosu (zakončení II) [3].....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 3.4 Kaskádní spojení bloků DP 1. a 2. řádu.....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 3.5 RC filtru typu DP 1. řádu</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 3.6 Dolní propust ARC 2. řádu (Sallen-Key) [3].....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 3.7 Aktivní DP 2. řádu [8]</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 3.8 Aktivní DP 3. řádu [8]</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 4.1 Toleranční pole v prostředí programu NAF.....</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 4.2 Výsledné koeficienty pasivního RLC filtru 7. řádu</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 4.3 Výsledné schéma zapojení RLC filtru 7. řádu.....</i>	<i>27</i>
<i>Obr. 4.4 Výsledné zapojení ARC filtru 5. řádu – kaskádní syntéza</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 4.5 Výsledné zapojení ARC filtru 5. řádu – nekaskádní syntéza.....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 4.6 Naměřená charakteristika pasivního filtru RLC.....</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 4.7 Naměřená charakteristika aktivních filtrů RC.....</i>	<i>34</i>

Seznam tabulek

<i>Tabulka 2.1 Základní typy převodníků [2].....</i>	<i>3</i>
<i>Tabulka 3.1 Přehled vypočtených řádů pro: $f_m = 4,5 \text{ kHz}$, $f_p = 22,05 \text{ kHz}$.....</i>	<i>24</i>
<i>Tabulka 3.2 Přehled vypočtených řádů pro: $f_m = 10 \text{ kHz}$, $f_p = 22,05 \text{ kHz}$.....</i>	<i>24</i>
<i>Tabulka 4.1 Navržené a zvolené hodnoty součástí.....</i>	<i>27</i>
<i>Tabulka 4.2 Měření mezní frekvence f_m.....</i>	<i>33</i>

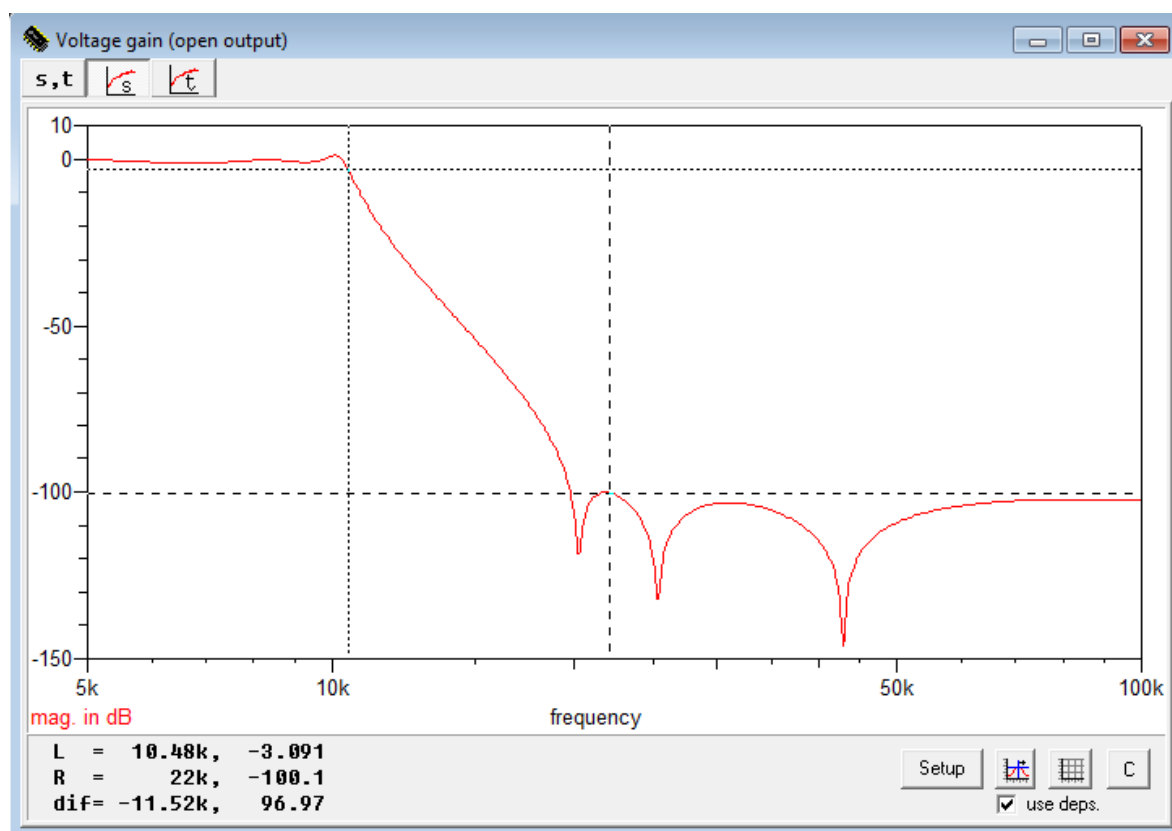
Seznam příloh

Příloha A: Přehled vypočtených řádů pro: $f_m = 4,5 \text{ kHz}$, $f_p = 22,05 \text{ kHz}$	iv
Příloha B: Simulace obvodů v programu SNAP	v
Příloha C: Tabulka naměřených hodnot ARC filtru (konečný výrobek)	vii
Příloha D: Tabulka naměřených hodnot pasivního RLC filtru	viii
Příloha E: Tabulka naměřených hodnot ARC filtru – kaskádní syntéza	ix
Příloha F: Tabulka naměřených hodnot ARC filtru – nekaskádní syntéza	x
Příloha G: Měření pasivního RLC filtru	xi
Příloha H: Měření ARC filtru – kaskádní syntéza	xiv
Příloha I: Měření ARC filtru – nekaskádní syntéza	xvii
Příloha J: Plošný spoj	xx
Příloha K: Konečný výrobek ARC filtru - nekaskádní syntéza	xxii

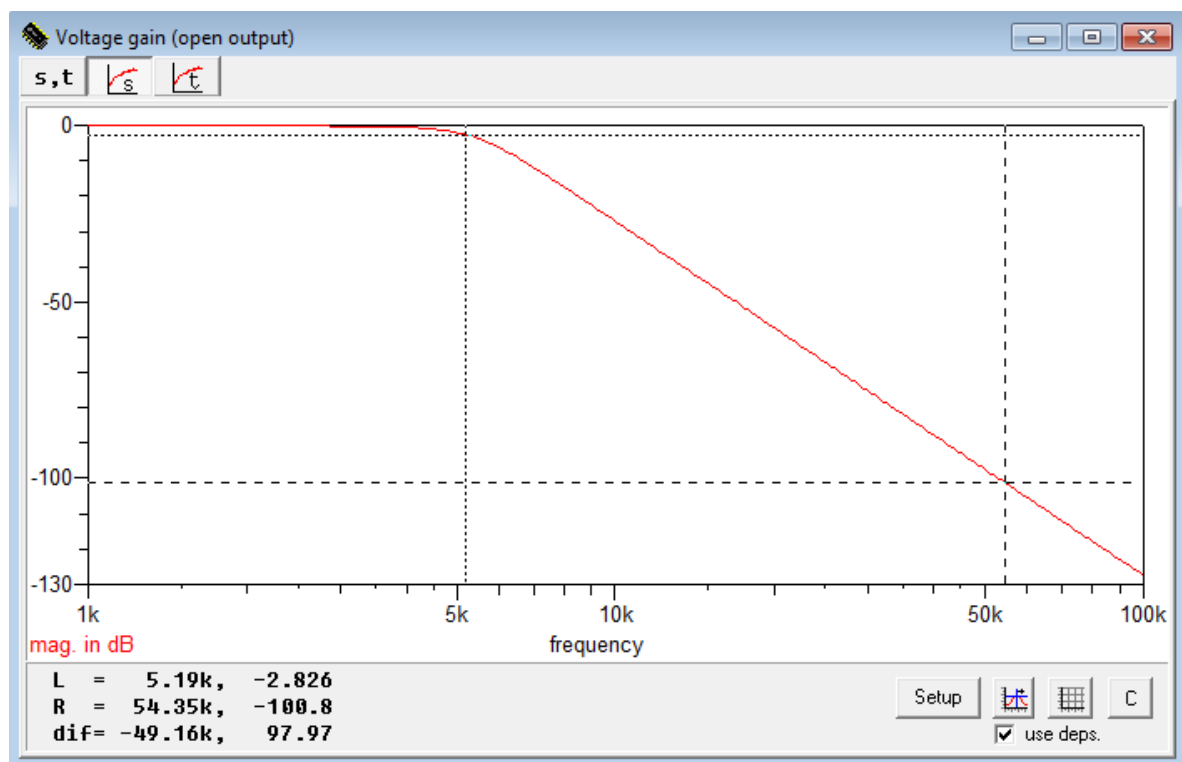
Příloha A: Přehled vypočtených řádů pro: $f_m = 4,5 \text{ kHz}$, $f_p = 22,05 \text{ kHz}$

Typ aproximace	A/D převodník	Šířka propustného pásma [dB]	Řád filtru	Výsledný řád filtru	Poznámka k výpočtu
Cauer	8b	-1 (K_{ZVL})	-	7	Výpočet pomocí PC
		-3 (K_{ZVL})	-	7	Výpočet pomocí PC
	16b	-1 (K_{ZVL})	-	-	Výpočet pomocí PC
		-3 (K_{ZVL})	-	-	Výpočet pomocí PC
Čebyšev	8b	-1 (K_{ZVL})	12,95	13	Vzorec (3.26)
		-3 (K_{ZVL})	11,8	12	Vzorec (3.26)
	16b	-1 (K_{ZVL})	22,38	23	Vzorec (3.26)
		-3 (K_{ZVL})	21,23	22	Vzorec (3.26)
Butterworth	8b	-1	42,41	43	Vzorec (3.27)
		-3	38,26	39	Vzorec (3.27)
	16b	-1	76,41	77	Vzorec (3.27)
		-3	72,27	73	Vzorec (3.27)

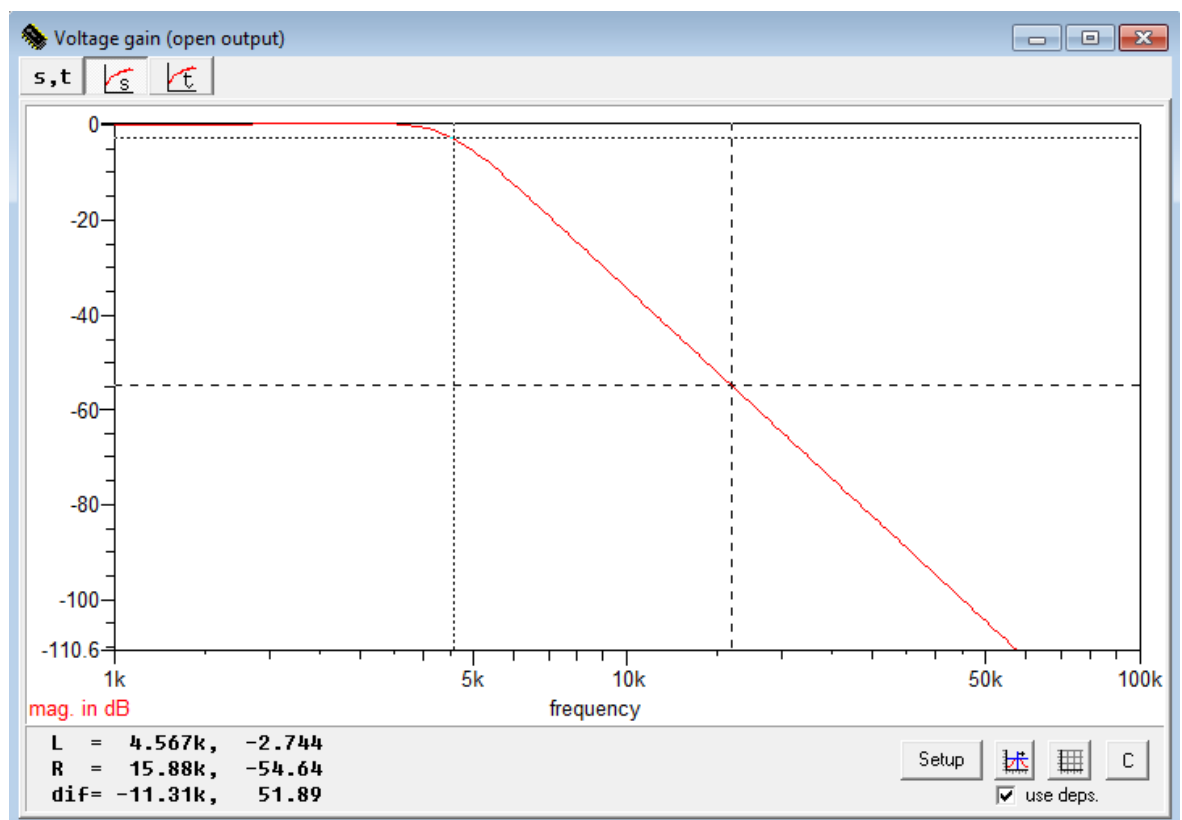
Příloha B: Simulace obvodů v programu SNAP



Simulace pasivního RLC filtru



Simulace aktivního filtru RC – kaskádní syntéza



Simulace aktivního filtru RC – nekaskádní syntéza

Příloha C: Tabulka naměřených hodnot ARC filtru (konečný výrobek)

Číslo měření	Frekvence [Hz]	Pk-Pk [mV]	K _U [dB]
1	50	984	0
2	100	984	0
3	200	976	-0,07091
4	500	968	-0,14239
5	1000	920	-0,58415
6	2000	848	-1,29198
7	3000	832	-1,45744
8	3100	840	-1,37432
9	3200	848	-1,29198
10	3300	856	-1,21043
11	3400	856	-1,21043
12	3500	856	-1,21043
13	3600	856	-1,21043
14	3700	856	-1,21043
15	3800	848	-1,29198
16	3900	840	-1,37432
17	4000	832	-1,45744
18	4100	816	-1,6261
19	4200	784	-1,97358
20	4300	752	-2,33555
21	4400	712	-2,8103
22	4500	648	-3,6284
23	4600	600	-4,29688
24	4700	556	-4,95841
25	4800	520	-5,53984
26	4900	480	-6,23508
27	5000	440	-6,99085
28	5100	390	-8,03861
29	5200	346	-9,07838
30	5300	318	-9,81136
31	5400	286	-10,7326
32	5500	264	-11,4278
33	5600	240	-12,2557
34	5700	222	-12,9328
35	5800	202	-13,7529
36	5900	186	-14,4696
37	6000	172	-15,1493
38	6100	166	-15,4577
39	6200	152	-16,223
40	6300	138	-17,0623
41	6400	125	-17,9217
42	6500	115	-18,6459

Příloha D: Tabulka naměřených hodnot pasivního RLC filtru

Číslo měření	Frekvence [Hz]	Pk-Pk [V]	K _U [dB]
1	100	1,96	0
2	1000	1,86	-0,45486
3	2000	1,74	-1,03414
4	3000	1,74	-1,03414
5	4000	1,84	-0,54876
6	5000	1,84	-0,54876
7	6000	1,6	-1,76272
8	7000	1,4	-2,92256
9	7100	1,38	-3,04754
10	7200	1,34	-3,30303
11	7300	1,32	-3,43364
12	7400	1,3	-3,56625
13	7500	1,3	-3,56625
14	7600	1,29	-3,63333
15	7700	1,27	-3,76905
16	7800	1,26	-3,83771
17	7900	1,25	-3,90692
18	8000	1,23	-4,04702
19	8100	1,22	-4,11792
20	8200	1,2	-4,2615
21	8300	1,18	-4,40748
22	8400	1,17	-4,4814
23	8500	1,15	-4,63116
24	8600	1,14	-4,70702
25	8700	1,12	-4,86076
26	8800	1,1	-5,01727
27	8900	1,09	-5,09659
28	9000	1,06	-5,339
29	9500	1,02	-5,67312
30	9600	1,04	-5,50445
31	9700	1,04	-5,50445
32	9800	1,07	-5,25745
33	9900	1,09	-5,09659
34	10000	1,12	-4,86076
35	10100	1,15	-4,63116
36	10200	1,15	-4,63116
37	10300	1,12	-4,86076
38	10400	1,03	-5,58838
39	10500	0,928	-6,49416
40	11000	0,404	-13,7175
41	12000	0,0824	-27,5266
42	13000	0,0198	-39,9118

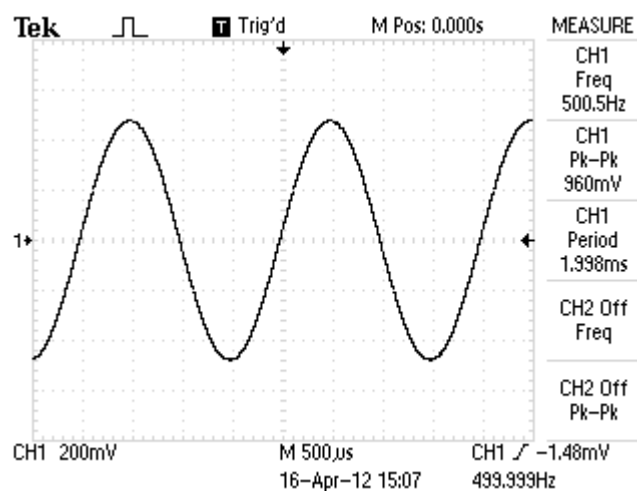
Příloha E: Tabulka naměřených hodnot ARC filtru – kaskádní syntéza

Číslo měření	Frekvence [Hz]	Pk-Pk [mV]	K _U [dB]
1	50	1000	0
2	100	1000	0
3	500	1000	0
4	1000	960	-0,35458
5	2000	900	-0,91515
6	3000	800	-1,9382
7	3100	792	-2,0255
8	3200	784	-2,11368
9	3300	776	-2,20277
10	3400	768	-2,29278
11	3500	760	-2,38373
12	3600	752	-2,47564
13	3700	744	-2,56854
14	3800	736	-2,66244
15	3900	728	-2,75737
16	4000	716	-2,90174
17	4100	704	-3,04855
18	4200	704	-3,04855
19	4300	696	-3,14782
20	4400	688	-3,24823
21	4500	664	-3,55664
22	4600	640	-3,8764
23	4700	624	-4,09631
24	4800	600	-4,43697
25	4900	584	-4,67174
26	5000	560	-5,03624
27	5200	512	-5,8146
28	5400	464	-6,66964
29	5600	408	-7,7868
30	5800	376	-8,49624
31	6000	336	-9,47321
32	6200	288	-10,8122
33	6400	256	-11,8352
34	6600	224	-12,995
35	6800	200	-13,9794
36	7000	184	-14,7036
37	7200	160	-15,9176
38	7400	144	-16,8328
39	7600	136	-17,3292
40	7800	120	-18,4164
41	8000	100	-20

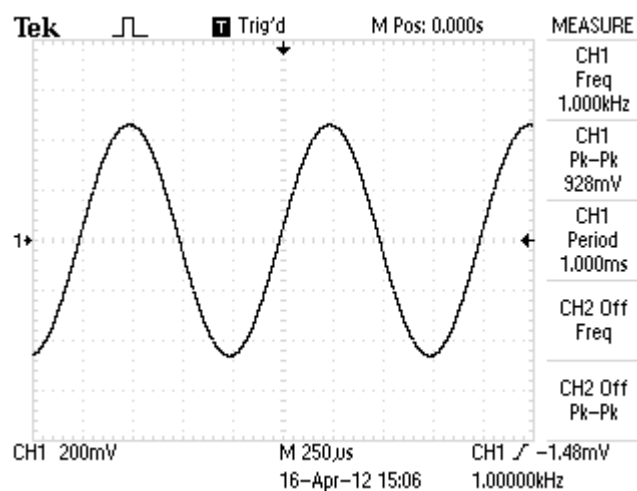
Příloha F: Tabulka naměřených hodnot ARC filtru – nekaskádní syntéza

Číslo měření	Frekvence [Hz]	Pk-Pk [mV]	K _U [dB]
1	50	1000	0
2	100	992	-0,06977
3	200	992	-0,06977
4	500	984	-0,1401
5	1000	928	-0,64904
6	2000	824	-1,68146
7	3000	760	-2,38373
8	3100	752	-2,47564
9	3200	752	-2,47564
10	3300	752	-2,47564
11	3400	752	-2,47564
12	3500	752	-2,47564
13	3600	744	-2,56854
14	3700	736	-2,66244
15	3800	736	-2,66244
16	3900	736	-2,66244
17	4000	736	-2,66244
18	4100	736	-2,66244
19	4200	736	-2,66244
20	4300	720	-2,85335
21	4400	720	-2,85335
22	4500	704	-3,04855
23	4600	680	-3,34982
24	4700	656	-3,66192
25	4800	632	-3,98566
26	4900	600	-4,43697
27	5000	568	-4,91303
28	5100	544	-5,28802
29	5200	504	-5,95139
30	5300	464	-6,66964
31	5400	428	-7,37112
32	5500	392	-8,13428
33	5600	360	-8,87395
34	5700	340	-9,37042
35	5800	312	-10,1169
36	5900	296	-10,5742
37	6000	276	-11,1818
38	6500	184	-14,7036
39	7000	132	-17,5885
40	7500	100	-20
41	8000	68	-23,3498

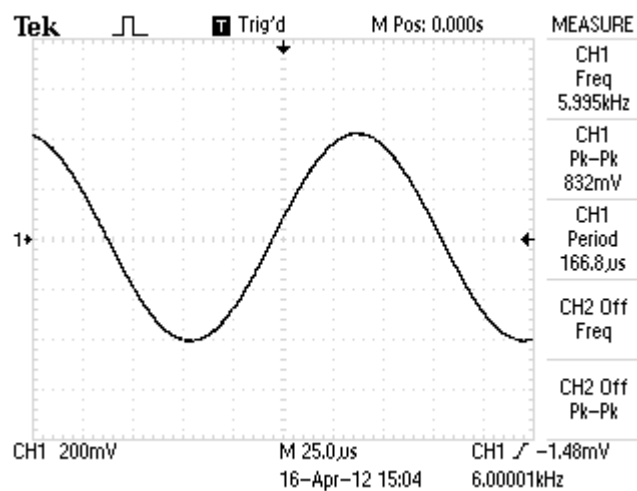
Příloha G: Měření pasivního RLC filtru



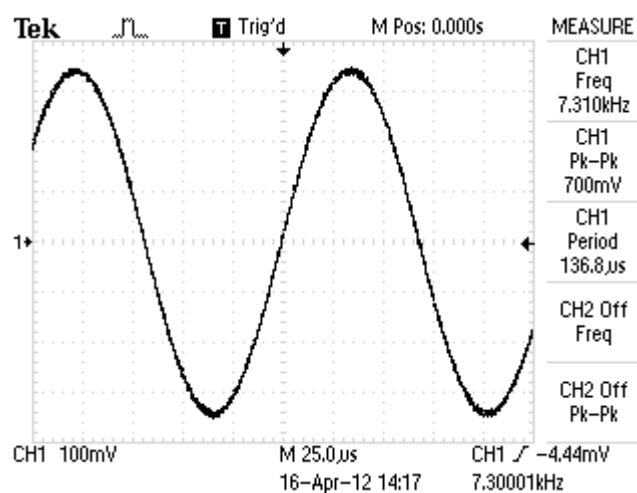
Vstupní parametry: $f = 500 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



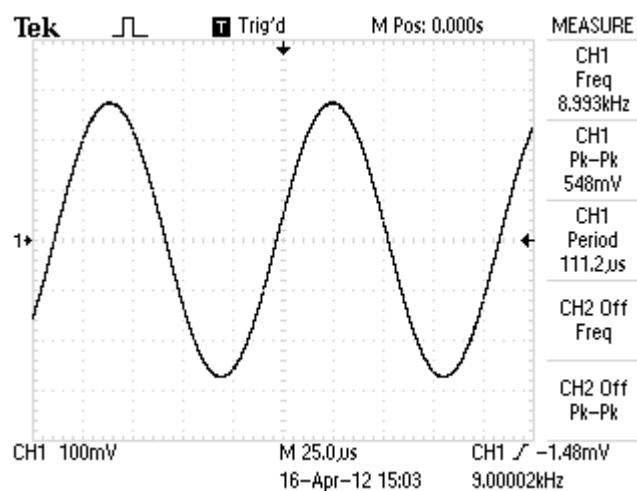
Vstupní parametry: $f = 1000 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



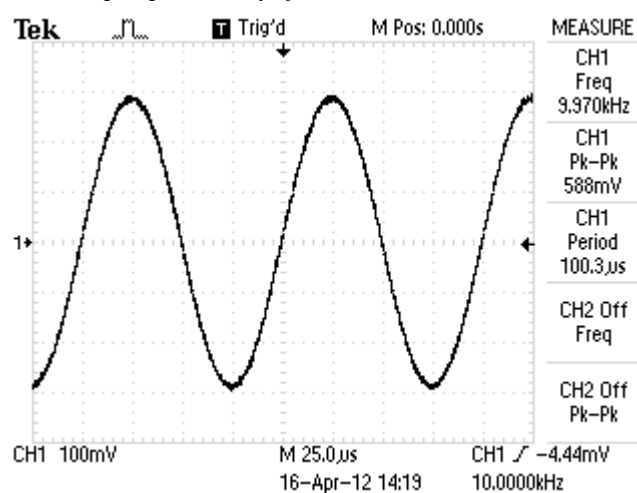
Vstupní parametry: $f = 6000 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



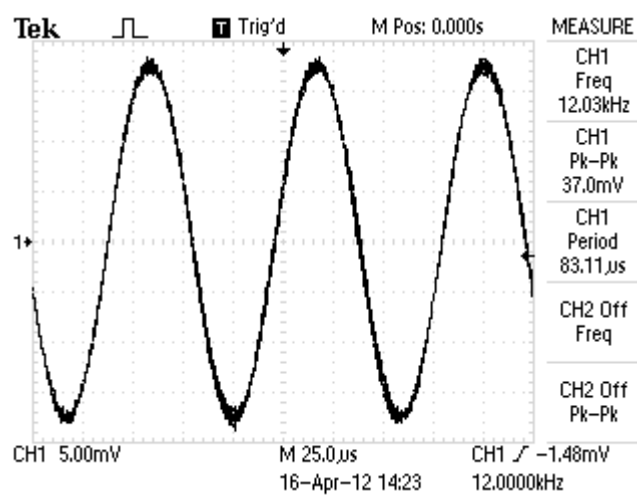
Vstupní parametry: $f = 7300 \text{ Hz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$



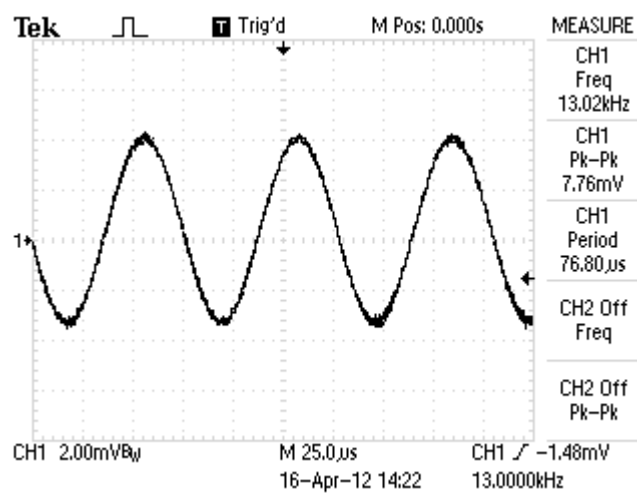
Vstupní parametry: $f = 9000 \text{ Hz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$



Vstupní parametry: $f = 10 \text{ kHz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$

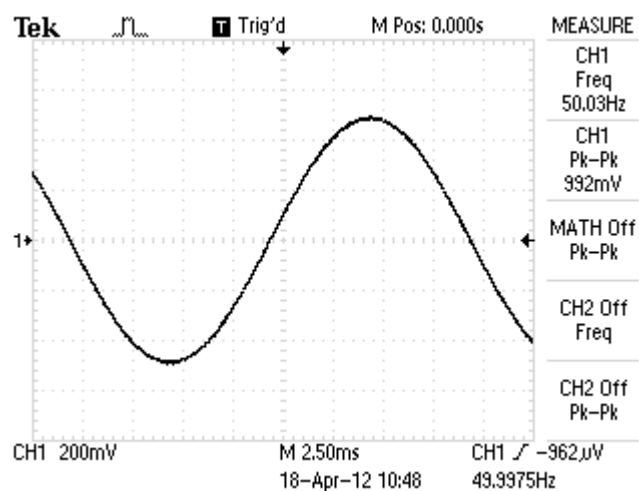


Vstupní parametry: $f = 12 \text{ kHz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$

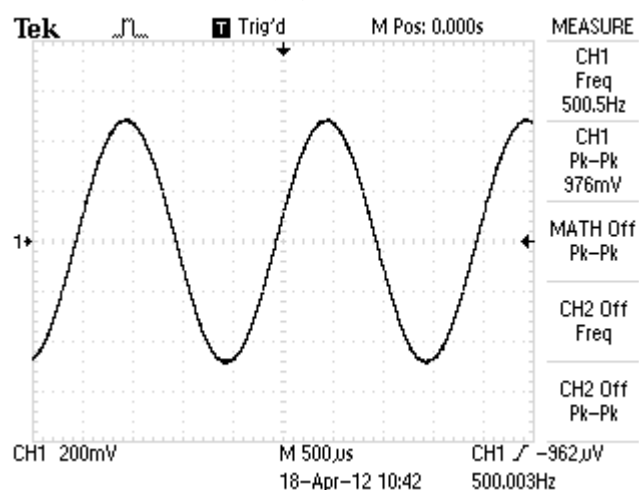


Vstupní parametry: $f = 13 \text{ kHz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$

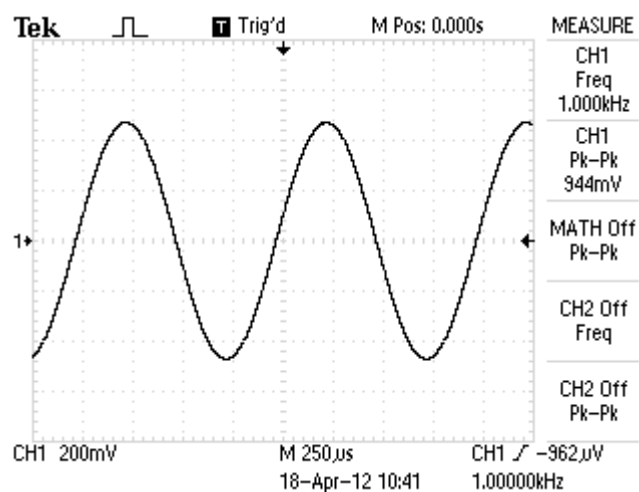
Příloha H: Měření ARC filtru – kaskádní syntéza



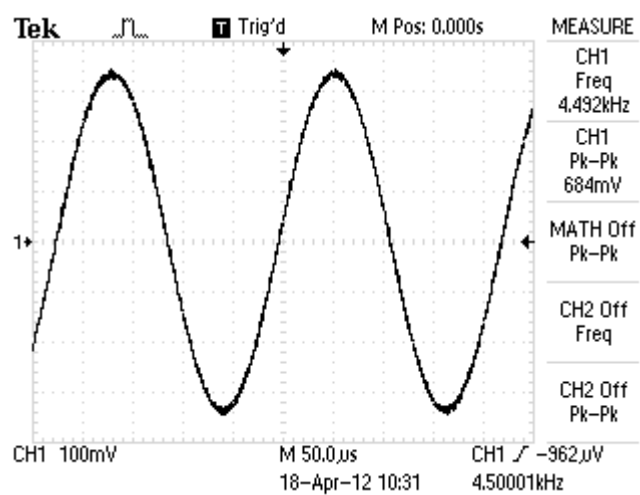
Vstupní parametry: $f = 50 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



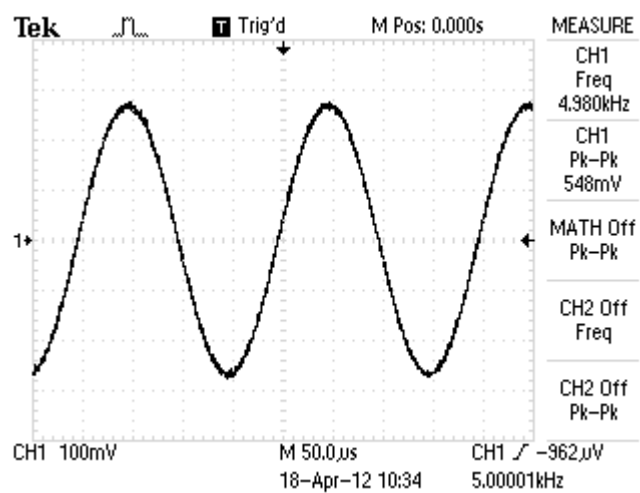
Vstupní parametry: $f = 500 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



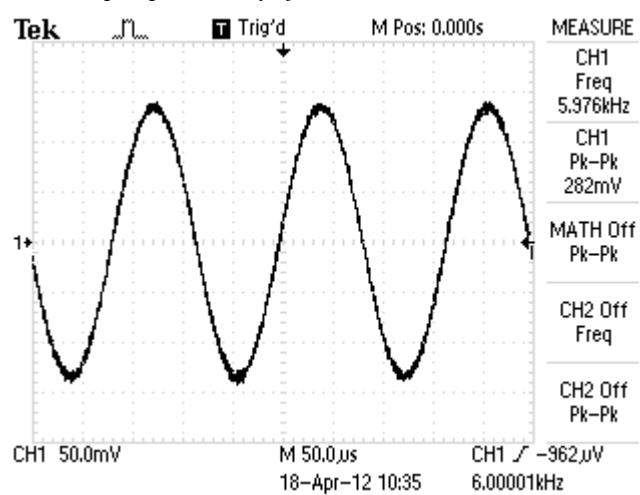
Vstupní parametry: $f = 13 \text{ kHz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



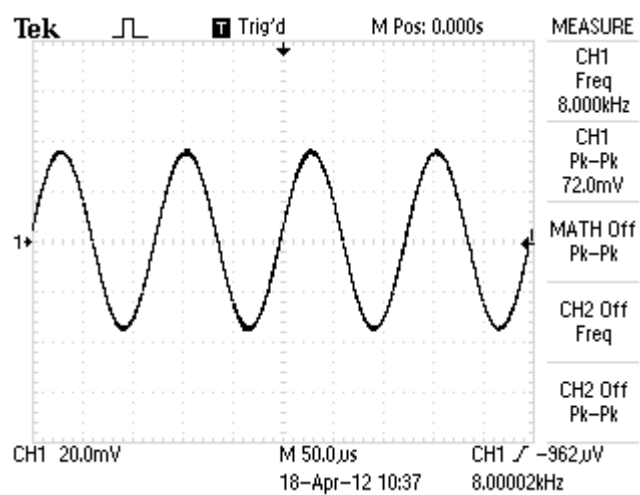
Vstupní parametry: $f = 4500 \text{ Hz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$



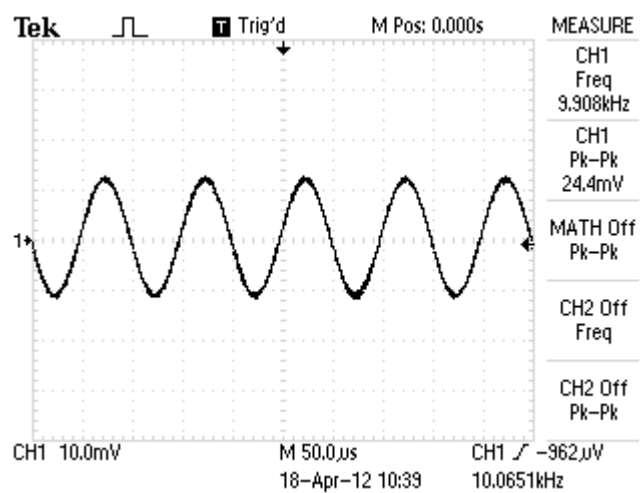
Vstupní parametry: $f = 5000 \text{ Hz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$



Vstupní parametry: $f = 6000 \text{ Hz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$

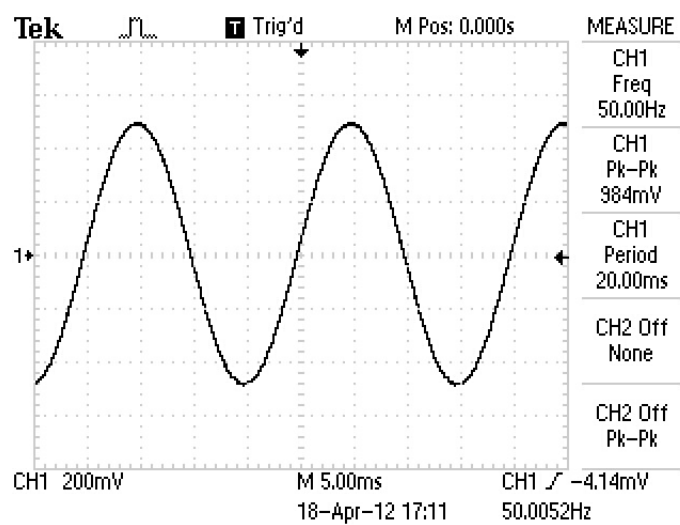


Vstupní parametry: $f = 8000 \text{ Hz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$

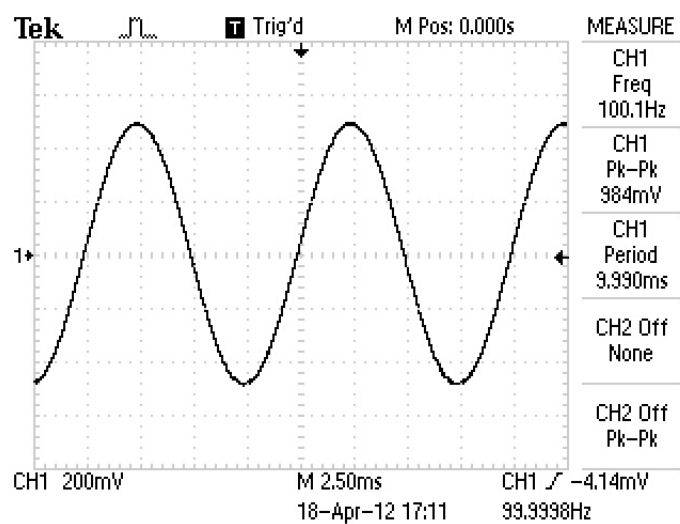


Vstupní parametry: $f = 10 \text{ kHz}$, $P_k - P_k = 1 \text{ V}$

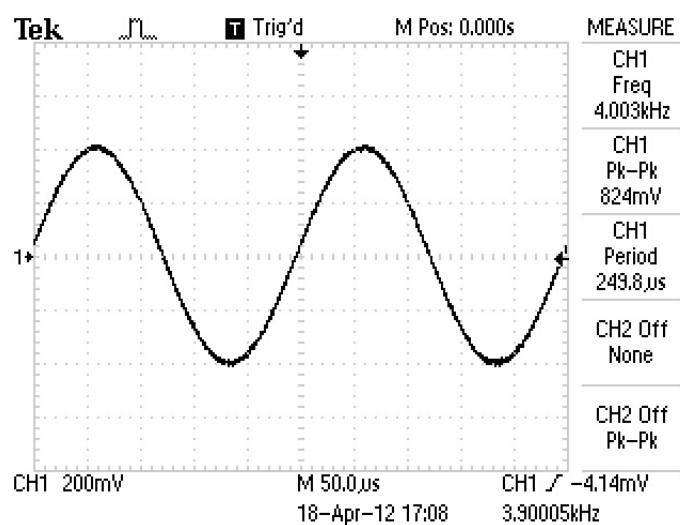
Příloha I: Měření ARC filtru – nekaskádní syntéza



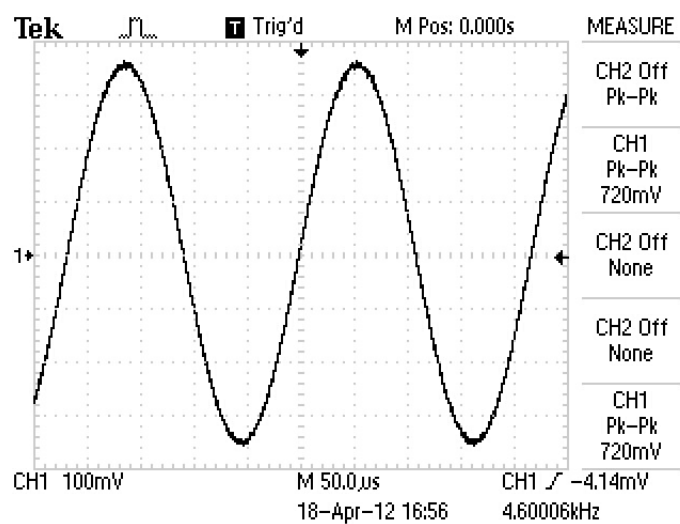
Vstupní parametry: $f = 50 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



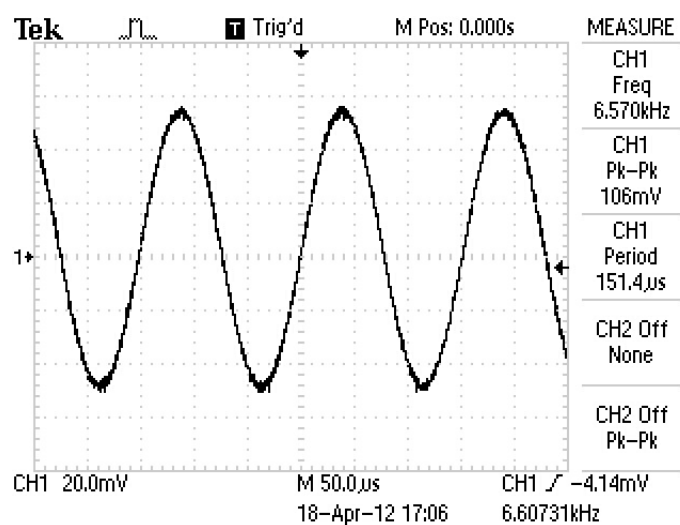
Vstupní parametry: $f = 100 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



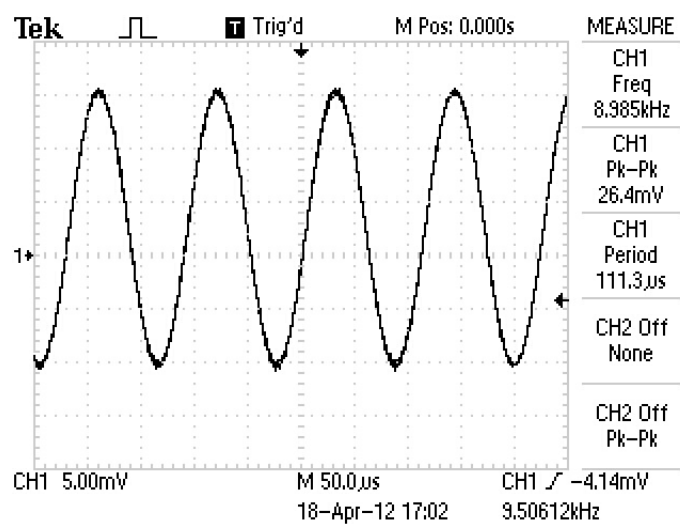
Vstupní parametry: $f = 4000 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$



Vstupní parametry: $f = 4600 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$

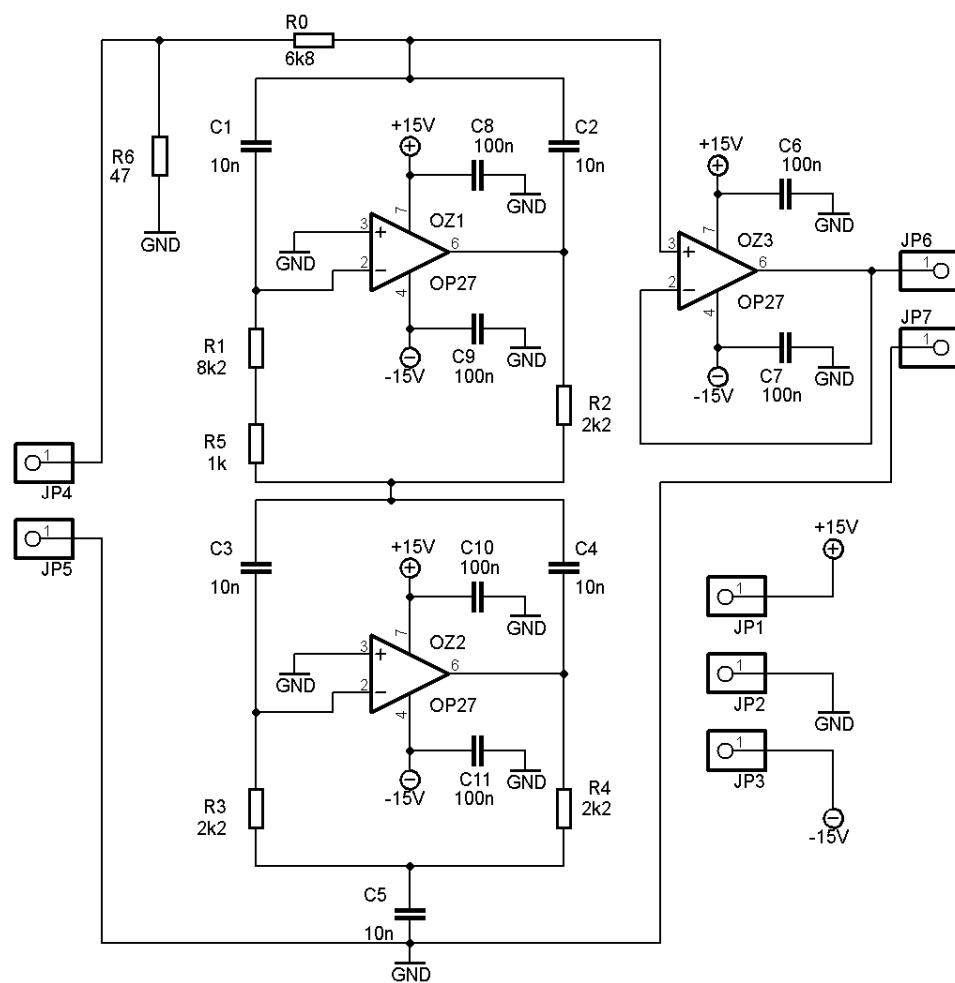


Vstupní parametry: $f = 6600 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$

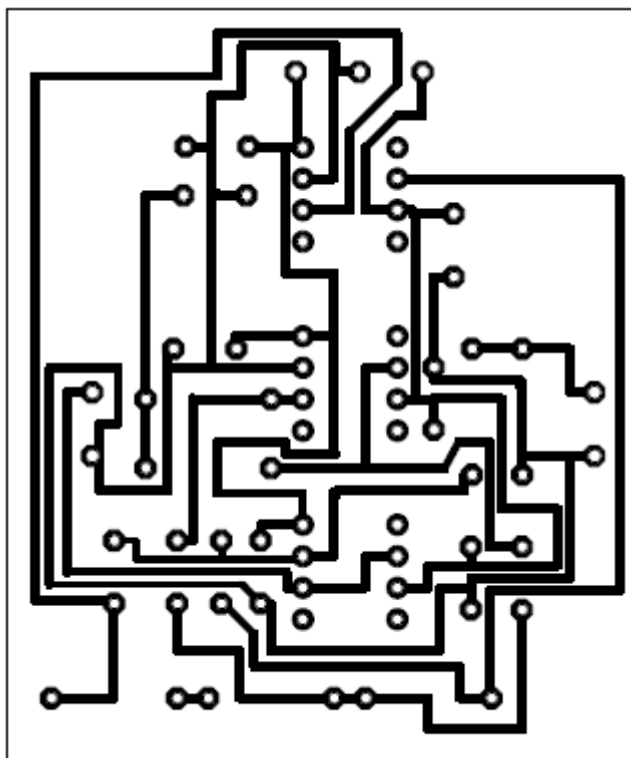


Vstupní parametry: $f = 9500 \text{ Hz}$, $Pk - Pk = 1 \text{ V}$

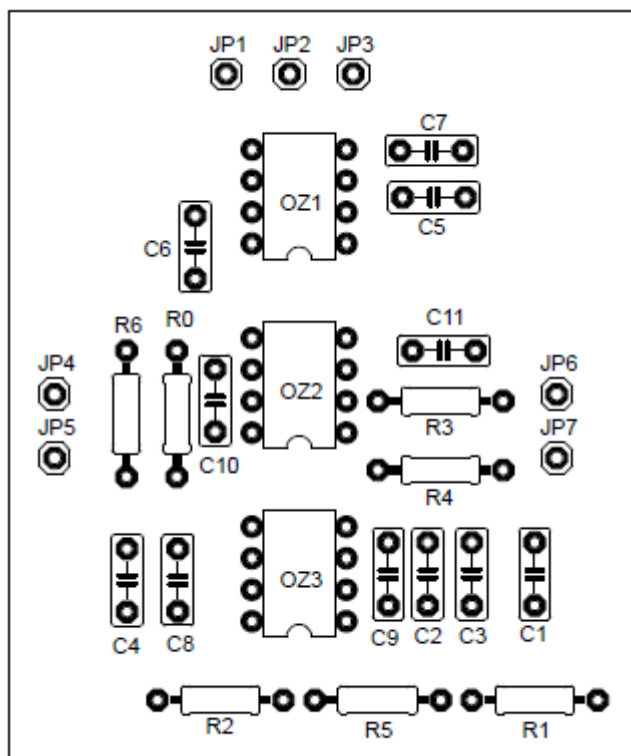
Příloha J: Plošný spoj



Výsledné zapojení



Návrh plošného spoje



Osazovací plán

